В. Н. Тутевич

Телемеханика

Издание второе,
переработанное и дополненное

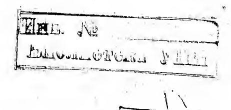
Допущено
Министерством высшего и среднего
специального образования СССР
в качестве учебного пособия
для студентов вузов,
обучающихся по специальности
«Автоматика и телемеханика»

МОСКВА «ВЫСШАЯ ШКОЛА» 1985

ББК 32.968
Т 91
УДК 621.398

Рецензенты:

кафедра системотехники Московского института радиотехники, электроники и автоматики (зав. кафедрой — проф. О. А. Горяинов);
кафедра системотехники Московского энергетического института (зав. кафедрой — проф. В. А. Мясников)



Тутевич В. Н.
Т 91 Телемеханика: Учеб. пособие для студентов вузов спец. «Автоматика и телемеханика».— 2-е изд., перераб. и доп.— М.: Высш. шк., 1985.—423 с., ил.

В пер.: 1 р. 50 к.

В книге рассмотрены теория передачи телемеханической информации и принципы построения различных систем телемеханики; приведены данные о логических элементах, узлах и блоках систем телемеханики на интегральных микросхемах, дешифраторах, кодопреобразователях и т. д.; о современных системах телемеханики, включая системы, в которых используются микропроцессоры и микро-ЭВМ. По сравнению с первым изданием (1973 г.) написаны заново части «Элементы и узлы систем телемеханики» и «Системы телемеханики». Части «Передача телемеханической информации» и «Основные принципы телемеханики» переработаны и дополнены.

Т $\frac{2404000000-204}{001(01)-85}$ 137—85

ББК 32.968
6Ф6.8

Предисловие

В Основных направлениях экономического и социального развития СССР на 1981—1985 годы и на период до 1990 года отмечается, что главной задачей одиннадцатой пятилетки является обеспечение дальнейшего роста благосостояния советских людей на основе устойчивого, поступательного развития народного хозяйства, ускорения научно-технического прогресса и перевода экономики на интенсивный путь развития. Значительная роль в решении этой задачи отводится автоматизации и телемеханизации технологических процессов, способствующих дальнейшему повышению производительности труда. Это обусловливается, в частности, использованием новейших достижений микроэлектроники, на базе которой строятся современные системы телемеханики.

За последнее десятилетие произошло существенное совершенствование систем телемеханики и расширение областей их применения. Этому способствовало в первую очередь использование для построения систем телемеханики интегральных микросхем и средств вычислительной техники (микропроцессоров и микро-ЭВМ).

По сравнению со своими предшественниками, выполненными на транзисторах, современные системы телемеханики более надежны и обладают бо́льшими возможностями. Так, кроме традиционных функций (телеуправление, телеизмерение, телесигнализация, телерегулирование и передача статистической информации) они могут осуществлять предварительный отбор информации после ее сбора, образовывать сигналы, оптимальные для передачи по данному каналу связи, принимать решения для управления местной автоматикой, выдавать по выбору и повторно информацию диспетчеру для визуального контроля и регистрации и т. д. Применение в системах телемеханики дисплеев с цветными или черно-белыми электронно-лучевыми трубками вместо мнемощитов или в дополнение к ним позволило повысить эффективность рабо́ты диспетчера.

Современные системы телемеханики лучше защищены от помех за счет более совершенных кодов, а сжатие данных позволяет увеличить объем передаваемой информации по тем же каналам связи. Кроме того, многие системы телемеханики имеют устройство самоконтроля, способное обнаружить ошибки как в самой системе, так и в сигналах синхронизации и передаваемой информации.

Системы телемеханики используют во многих отраслях народного хозяйства самостоятельно или в составе автоматизированных систем управления.

Обеспечение различных отраслей народного хозяйства средствами телемеханики производится путем их агрегатного построения из унифицированных блоков. В настоящее время разработан агрегатный комплекс средств телемеханической техники (АСТТ). Элементной базой этого комплекса являются интегральные микросхемы (ИМС). На функциональных блоках и узлах, выполненных на ИМС, строятся системы телемеханики.

Для отраслей промышленности, обладающих определенной спецификой (нефте- и газопроводы, железнодорожный транспорт и др.), разработаны и выпускаются специализированные системы телемеханики.

При написании настоящего учебного пособия автором использован его многолетний опыт чтения лекций студентам и специалистам промышленности, а также выполнения научно-исследовательских работ по разработке несерийных систем телемеханики на факультете «Автоматика и вычислительная техника» Московского института нефтехимической и газовой промышленности им. И. М. Губкина.

Автор выражает признательность рецензентам книги — коллективам кафедр системотехники МЭИ (зав. кафедрой — проф. В. А. Мясников) и МИРЭА (зав. кафедрой — проф. О. А. Горяинов) — за ряд ценных замечаний и советов, направленных на улучшение содержания и методики изложения данного курса. Особую благодарность автор приносит канд. техн. наук Р. Р. Васильеву за добросовестное и квалифицированное научное редактирование.

Отзывы о книге просьба направлять по адресу: 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14, издательство «Высшая школа».

Автор

Введение

§ В. 1. Автоматизация и кибернетика

Создание материальных благ, необходимых для жизни человека, осуществляется в процессе производства. В любом производственном процессе могут применяться как мускульная сила человека, так и его умственные способности. Если мускульная сила человека в процессе производства заменяется механизмами и машинами, то осуществляется *механизация*. Механизация, возникшая в конце XVIII в., ознаменовала начало первой промышленной революции. Механизация продолжается и сейчас, причем речь идет не только об облегчении физического труда рабочего, но и о полной замене его на всех участках производственного процесса, т. е. об осуществлении *комплексной механизации*.

Очевидно, что в производственном процессе человеку приходится затрачивать тем бо́льшую умственную энергию, чем сложнее процесс. В простейшем случае умственная работа оказывается несложной и имеет вспомогательный характер (выписка материалов со склада, подсчет зарплаты и т. п.), в другом — затрата умственной энергии может быть велика (при производстве сложных расчетов, обработке экспериментов и т. п.).

Умственная энергия используется и при управлении производственным процессом. Здесь человек в нужные моменты времени должен вмешиваться в ход процесса и принимать соответствующие решения. Например, на нефтехимическом заводе происходит переработка солярового масла отделением летучих углеводородов. Поступающее в ректификационную колонну сырье предварительно подогревают до определенной температуры, которая должна изменяться в зависимости от состава сырья. Оператор, управляющий этим процессом, прежде чем вмешаться в его ход, должен получить информацию о ходе процесса, температуре, давлении, составе сырья и т. п. с помощью контрольно-измерительной аппаратуры и датчиков. Устройства для получения информации называют устройствами сбора информации.

Таким образом, первый этап управления производственным процессом — *получение информации.*

Далее на основании этой информации требуется принять правильное решение, влияющее на ход процесса. Однако если производственный процесс сложный и для управления им требуется быстрая обработка большого объема информации, то вместо оператора для этой цели используют устройства вычислительной техники, которые на основе заранее заданного алгоритма принимают решение о воздействии на ход процесса. Второй этап управления производственным процессом — *переработка информации.*

Принятое решение в виде сигналов поступает на исполнительные механизмы, где они, изменяя уставки регуляторов, положение заслонок, клапанов и т. п., изменяют ход производственного процесса в нужном направлении.

Третий этап управления производственным процессом — *использование информации.*

Система управления, в которой все функции управления процессом перекладываются с человека на автоматические устройства, называется *автоматической системой.* Ее структурная схема представлена на рис. В. 1, *а*. В системе имеется циркуляция информации по замкнутому контуру. Человек не принимает участия в процессе управления; его деятельность ограничена лишь контролем работы и устранением возникающих неисправностей.

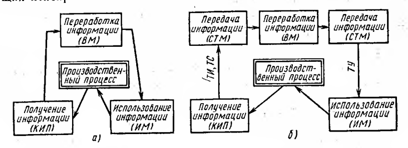


Рис. В. 1. Структурные схемы систем полной автоматизации:
а — автоматической; *б* — телеавтоматической (*КИП* — контрольно-измерительные приборы; *ИМ* — исполнительные механизмы; *ВМ* — вычислительная машина; *СТМ* — система телемеханики)

Если управляемый процесс рассредоточен на большой площади, измеренные и полученные средствами сбора информации данные необходимо передать в вычислительную машину, которая может находиться на значительном расстоянии от технологических агрегатов. Эта передача информации осуществляется системами телемеханики (СТМ). Передача сигналов от вычислительной машины к исполнительным механизмам также выполняется СТМ.

Четвертый этап управления производственным процессом — *передача информации.*

В рассмотренном случае имеет место *телеавтоматическая система* управления производством без участия человека, в которой ввиду рассредоточенности объектов управления на большой площади используются устройства телемеханики (рис. В. 1, *б*).

Итак, если функции управления производственным процессом осуществляются не человеком, а машинами и механизмами, то возникает *автоматизация,* которая является составной частью *автоматики,* занимающейся разработкой и построением устройств, действующих без участия человека.

В соответствии с указанными этапами циркуляции информации существующие средства автоматизации можно подразделить на четыре группы:

1) средства для получения информации — *устройства сбора информации:* чувствительные элементы, датчики, измерительные приборы и т. п. (КИП — контрольно-измерительные приборы);

2) средства для передачи информации на расстояние — *системы телемеханики* (СТМ) В некоторых системах управления используется

также аппаратура передачи данных (АПД). При малых расстояниях передача информации осуществляется без использования систем телемеханики;

3) средства для переработки информации — *устройства вычислительной техники* (УВТ) или другие специализированные устройства;

4) средства для использования информации — *автоматические регуляторы и исполнительные механизмы* (ИМ).

От КИП к УВТ системы телемеханики передают сигналы измерений (телеизмерений — ТИ) и сигнализации (телесигнализации — ТС), а от УВТ к ИМ — команды управления (телеуправления — ТУ).

Автоматические и телеавтоматические системы обычно решают задачи оптимального управления. Устанавливается определенный критерий (например, максимальная производительность или минимальная себестоимость), разрабатывается соответствующий ему алгоритм, и управляющая вычислительная машина поддерживает режим оптимального процесса путем посылки команд на автоматические регуляторы или исполнительные механизмы.

Характерно, что в таком комплексе механизмов и устройств, который можно назвать системой машин, перерабатывается не сырье и преобразуется не энергия, а информация. Таким образом, к двум классам машин (машинам-орудиям и машинам-двигателям), возникшим в процессе механизации, добавился третий, созданный в процессе автоматизации, в которых передается, преобразуется и перерабатывается информация.

СТМ в системах телеавтоматики характеризуются: а) отсутствием аппаратуры, связанной с ручным управлением (за исключением аппаратуры, предусмотренной на случай выхода системы автоматического управления из строя); б) наличием аппаратуры для ввода данных в УВТ.

Поскольку отличительной особенностью автоматических и телеавтоматических систем является полное отсутствие человека в процессе управления, автоматизация, осуществляемая с их помощью, называется *полной автоматизацией.* Однако далеко не всегда и не для всех производственных процессов возможна и целесообразна полная автоматизация. Информационный цикл может полностью или частично замыкаться через человека. В этих случаях происходит неполная замена умственной энергии человека при управлении процессом, т. е. возникает *частичная автоматизация.*

В зависимости от степени использования средств автоматизации имеются различные ступени частичной автоматизации. Рассмотрим главнейшие из них начиная с простейших.

Местная автоматизация (МА). Местную автоматизацию (рис. В. 2, *а*) часто называют местной автоматикой. Получив информацию о ходе производственного процесса с помощью КИП, оператор, основываясь на своем опыте и интуиции, производит ее обработку. Приняв решение, через исполнительные механизмы он воздействует на ход процесса. Иногда это воздействие оператор осуществляет с помощью своих подчиненных, передавая им распоряжения лично или по телефону. Частично управление процессом производится простейшими автоматическими регуляторами.

Телемеханизация. Если производственный процесс рассредоточен на большой площади, то к средствам местной автоматики добавляются

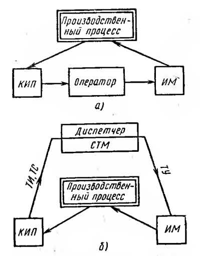


Рис. В. 2. Структурные схемы систем частичной автоматизации: *а* — местной автоматики; *б* — телемеханики (обозначения те же, что и на рис. В. 1)

системы телемеханики (рис. В. 2, *б*). При этом управление производственным процессом возлагается на диспетчера, который с помощью КИП получает сведения о ходе процесса. Эти сведения передаются диспетчеру системами телемеханики, позволяя принимать решения, которые он передает в виде команд телеуправления на исполнительные механизмы.

Системы телемеханики применяются не только при управлении производственными процессами, но и в разнообразных сферах человеческой деятельности, например при испытаниях аппаратуры, исследованиях атмосферы, космического пространства и морских глубин, в медицине, в спорте. В этой книге будут рассматриваться принципы построения СТМ и сами СТМ, предназначенные для управления производственными процессами. Однако нет принципиальной разницы в построении, например, СТМ для управления строительным краном, космическим кораблем и СТМ для тренировки бегуна. Принципы построения СТМ одни и те же, изменяются лишь объем и сложность аппаратуры. Но, поскольку главным потребителем СТМ является промышленность, эта книга имеет направленность по изучению *промышленной телемеханики*.

Особенностями СТМ являются: а) наличие соответствующей аппаратуры (пультов управления с ключами команд, приборами, сигнализацией и т. п.), позволяющей человеку управлять производством; б) возможность передачи информации в обе стороны, т. е. от процесса к человеку и обратно.

При большом и сложном управляемом процессе диспетчер не успевает своевременно перерабатывать большой объем поступающей информации, в этом случае приходится прибегать к вычислительной машине (ВМ). Совокупность СТМ и ВМ образует *телеинформационную систему* (ТИС), представленную на рис. В. 3, *а*.

В ТИС часть информации от объекта поступает непосредственно на пульт управления диспетчеру, однако бóльшая часть информации обрабатывается сначала ВМ, а затем в обобщенном виде представляется диспетчеру, что не только значительно облегчает его работу, но и уменьшает вероятность ошибки при управлении, повышая его эффективность. Это значит, что в ТИС вычислительная машина используется в качестве машины-советчика.

Особенностями СТМ, работающих в ТИС, являются: а) большой объем и сложность, что связано с передачей значительного объема информации и необходимостью применения дополнительной аппаратуры для промежуточной обработки информации; б) наличие аппаратуры, поз-

воляющей осуществить процесс управления как от диспетчера, так и автоматически; в) возможность передачи информации от управляемых объектов к ВМ и от ВМ к объектам; г) наличие аппаратуры сопряжения устройства телемеханики с ВМ, обеспечивающей возможность совместной работы с ВМ и без нее.

Применение микропроцессоров и микро-ЭВМ в телемеханике привело к существенному изменению СТМ. Эти устройства вычислительной техники могут работать двояко:

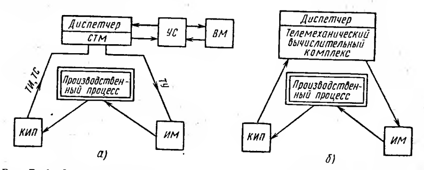


Рис. В. 3. Структурные схемы систем частичной автоматизации с использованием средств вычислительной техники:
а — телеинформационной; *б* — телемеханического вычислительного комплекса (*УС* — устройство сопряжения; остальные обозначения те же, что и на рис. В. 1, В. 2)

1) путем использования имеющихся в УВТ и необходимых для построения СТМ высококачественных узлов и блоков (регистров, дешифраторов, счетчиков и др.);

2) путем использования узлов и блоков УВТ и отдельных функций, свойственных вычислительной машине. Это расширяет возможности СТМ, улучшает их параметры, повышает надежность. Структура системы телемеханики при этом существенно изменяется (рис. В. 3, *б*) и возникает телемеханический вычислительный комплекс (ТВК).

Автоматизированные системы управления (АСУ). В этих системах используются как средства вычислительной техники, так и человек. АСУ можно подразделить на три уровня.

АСУ нижнего уровня. К ним относятся автоматизированные системы управления технологическими процессами (АСУТП) и автоматизированные системы управления производством (АСУП), предназначенные для управления предприятиями, комбинатами и т. п.

АСУТП отличаются от АСУП как задачами, так и объектами управления. Если в АСУТП объектами управления являются приборы, машины и механизмы, в АСУП (рис. В. 4) информация поступает главным образом от людей в форме документов (данные о наличии материалов на складе, выпуске продукции, бухгалтерские данные и т. п.). В АСУТП информация подается на автоматические регуляторы и исполнительные механизмы в виде сигналов, а в АСУП она передается людям в виде документов, что необходимо для управления производственно-хозяйственной деятельностью предприятия. Различия между АСУТП и АСУП имеются также и в аппаратуре.

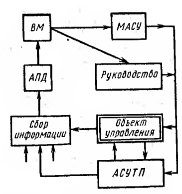


Рис. В. 4. Структурная схема АСУ (*АПД* — аппаратура передачи данных; *МАСУ* — местные автоматизированные средства управления; *ВМ* — вычислительная машина)

В настоящее время вместо АСУТП и АСУП, действующих на предприятиях и комбинатах отдельно, устанавливается единая интегрированная автоматизированная система управления ИАСУ, охватывающая планирование производства, а также контроль и управление технологическими процессами. Часто ИАСУ выполняют в виде двухуровневой системы. На нижнем ее уровне осуществляется сбор информации о состоянии технологического процесса, которая передается на верхний уровень, где на основании полученной информации уточняются режим управления и нагрузка различных агрегатов. Новые сведения о режиме управления передаются на нижний уровень системы.

Кибернетика. В конце 40-х годов настоящего столетия возникла наука об управлении — кибернетика. Кибернетика изучает управление в широком смысле: в машинах, живых организмах и обществе. Дело в том, что процессы управления в живой и неживой природе во многом схожи. Например, для того чтобы переставить чайник с плиты на стол, сначала необходимо *получить информацию* о самом чайнике: горячий он или холодный, тяжелый или легкий, т. е. много ли в нем воды или мало. Информацию получают с помощью рецепторов (аналогия с чувствительными элементами датчика). Оценивая зрительно возможную массу чайника и слегка притрагиваясь к нему, человек получает нужную информацию, которая в виде сигналов идет по нервам (канал связи) и передается в мозг. *Передача информации* осуществляется по нервному волокну в виде импульсов. Переданная информация *перерабатывается в мозгу* (как в вычислительной машине), и человек принимает решение, как брать чайник — голыми руками или тряпкой. Далее сигнал передается обратно к мышцам, и человек, наконец, берет чайник; происходит *использование информации.*

Из приведенного примера ясно, что процессы управления в живой и неживой природе аналогичны, причем общим в них является циркуляция информации.

Часть кибернетики, занимающаяся изучением управления машинами, называют *технической кибернетикой* в отличие от биологической кибернетики, которая изучает процессы управления в живых организмах.

В заключение укажем: из развития процесса производства следует, что если механизация, заменившая физический труд человека машинами, ознаменовала начало промышленной революции, то автоматизация, заменяющая машинами его умственный труд, знаменует начало *научно-технической революции,* под которой понимают качественное преобразование производительных сил на основе превращения науки в производительную силу.

§ В. 2. Телемеханика

Определив место телемеханики в процессе управления, перейдем теперь к определению самого понятия. Термин «телемеханика», введенный в 1905 г. французом Э. Бранли, состоит из двух греческих слов: tele — далеко и mechanike — мастерство, или наука о машинах.

Телемеханика — отрасль науки и техники, охватывающая теорию и технические средства контроля и управления объектами на расстоянии с применением специальных преобразователей сигналов для эффективного использования каналов связи (ГОСТ 26. 005—82).

Управление объектами обеспечивается командной информацией, направленной к объектам и включающей в себя телеуправление и телерегулирование, контроль объектами — известительной информацией, направленной от объектов и включающей телеизмерение, телесигнализацию и статистическую информацию.

В телемеханике передача информации осуществляется без участия человека или с его участием в пункте управления. Однако в некоторых областях применения телемеханики (медицина, космос, спорт и т. п.) человек находится на обеих сторонах передачи, но на одной из сторон он является объектом исследования. Рассмотрим особенности телемеханики.

Кроме телемеханики имеется ряд отраслей техники, занимающихся передачей информации,— телеграф, телефон, телевидение и др. Хотя научные основы всех методов и средств передачи информации, в том числе телемеханики, базируются на общей теории связи и теории информации, промышленная телемеханика имеет специфические особенности, отличающие ее от телеграфа, телефона, телевидения и других средств связи. Перечислим эти особенности:

1) необходимость большой точности передачи информации телеизмерения (до 0,05 %);

2) недопустимость большого запаздывания в передаче информации при управлении, так как длительная задержка передаваемых сообщений в телемеханике в ряде случаев может вызвать аварию;

3) необходимость большой надежности в передаче команд, так как ошибки при передаче команд могут привести к аварии. Отсюда — требование к большей достоверности передачи информации. Так, в телеуправлении допустимая вероятность возникновения ложной команды порядка 10^{-10}, что намного выше требований к достоверности передачи в других видах связи;

4) отличие входных и выходных устройств от таких же устройств в системах связи. Источниками информации в устройствах телемеханики являются датчики, ключи, а в системах связи — микрофон, иконоскоп и т. п. На выходе в устройствах телемеханики применяются сигнализаторы, приборы, реле, а в системах связи — телефон, громкоговоритель, кинескоп и т. п.;

5) централизованность передачи информации. В телемеханике передача информации, как правило, осуществляется от объектов, которые могут быть рассредоточены, в какой-то один пункт управления (к диспетчеру или вычислительной машине) и, наоборот, из одного пункта управления ко многим объектам.

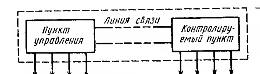


Рис. В. 5. Структурная схема системы телемеханики

В телемеханике при передаче информации возникают следующие проблемы *:

1) достоверности, т. е. передачи информации с малыми искажениями, возникающими как в аппаратуре, так и при передаче по линии связи из-за помех;

2) эффективности, т. е. нахождения способов лучшего использования аппаратуры и линии связи при передаче большого количества информации;

3) экономичности, т. е. построения простых и дешевых устройств телемеханики, обеспечивающих наибольшее количество передаваемой информации при наименьшей затрате средств.

Перейдем теперь к расшифровке звена, которое в общей цепи автоматического управления обозначено как звено передачи информации или устройство телемеханики (см. рис. В. 1,*б*). Более подробно оно представлено на рис. В. 5. Как видно из рисунка, система телемеханики (СТМ) состоит из пункта управления (ПУ), линии связи и контролируемого пункта (КП).

Согласно ГОСТ 26.005—82, *телемеханический пункт управления* — это пункт, с которого осуществляется управление объектами контролируемых телемеханических пунктов и контроль их состояния, а *контролируемый телемеханический пункт* — место размещения объектов, контролируемых или управляемых средствами телемеханики. При частичной автоматизации в пункте управления находится диспетчер.

Классификация систем телемеханики. Прежде чем перейти к классификации систем телемеханики, дадим ряд определений согласно ГОСТ 26.005—82.

Устройство телемеханики — совокупность технических средств телемеханики, расположенных на телемеханическом пункте управления или контролируемом телемеханическом пункте.

Комплекс устройств телемеханики — совокупность устройств пунктов управления и контролируемых пунктов, предназначенных для совместного применения в телемеханических системах.

Телемеханическая система — совокупность устройств пунктов управления и контролируемых пунктов, периферийного оборудования, необходимых линий и каналов связи, предназначенных для совместного выполнения телемеханических функций.

Приведем классификацию систем телемеханики.

* Хотя эти проблемы являются общими для всех систем передачи информации, в телемеханике подход к ним иной и решаются они по-другому

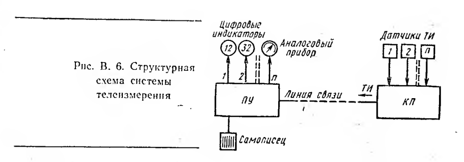


Рис. В. 6. Структурная схема системы телеизмерения

1. По выполняемым функциям. Система телеизмерения (ТИ) — система, осуществляющая передачу непрерывных измеряемых величин. Например, требуется передача данных с большой точностью об уровне продукта (солярового масла, бензина), находящегося в емкости.

Структурная схема системы ТИ представлена на рис. В. 6. Информация передается с контролируемого пункта КП на пункт управления ПУ. Принятые данные могут вводиться в ЭВМ и представляться диспетчеру для визуальных наблюдений на цифровых индикаторах и стрелочных приборах, а также регистрироваться специальными приборами.

Система телесигнализации (ТС) — система, осуществляющая передачу различных дискретных величин, которые могут вводиться в ЭВМ или сообщать диспетчеру о состоянии контролируемых объектов с помощью звуковой и световой сигнализации. На примере измерения уровня емкости можно указать, что если требуется передать информацию о том, пуста ли емкость или ее уровень максимален (емкость наполнена), то в этом случае вместо системы телеизмерения целесообразно применить систему телесигнализации. Структурная схема системы ТС приведена на рис. В. 7.

Система телеуправления (ТУ) — система, осуществляющая передачу информации в виде команд на включение или отключение различных механизмов (рис. В. 8). Эти команды или посылаются диспетчером с ПУ, или подаются с ЭВМ на изменение уставок в регуляторах. При этом, если объекты управления находятся вблизи диспетчера, необходимость в обратной сигнализации отпадает: диспетчер визуально наблюдает за исполнением посланных команд. Примером такой системы является система ТУ строительным краном: оператор, стоящий на земле

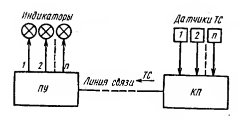
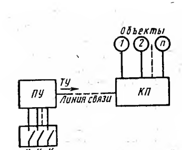


Рис. В. 7. Структурная схема системы телесигнализации



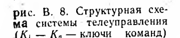


Рис. В. 8. Структурная схема системы телеуправления (K_1 — K_n — ключи команд)

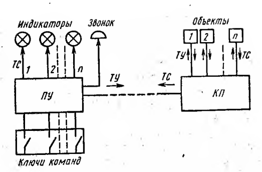


Рис. В. 9. Структурная схема системы телеуправления и телесигнализации

подавая команду, непосредственно наблюдает за движением крана. Однако сфера применения подобных систем ТУ ограничена. Обычно управляемые объекты находятся вне поля зрения диспетчера, и о том, включились или отключились они после подачи команды, нужна сигнализация. Для этого требуется соединение системы телеуправления с системой телесигнализации.

Система телеуправления и телесигнализации (ТУ — ТС) — система, позволяющая передавать команды с ПУ на КП и получать известительную сигнализацию об исполнении команды, посылаемую с КП на ПУ (рис. В. 9), и сигнализацию об изменении состояния объекта.

Система телеизмерения и телесигнализации (ТИ — ТС) — система, передающая только известительную информацию с КП на ПУ. В такой системе возможна и передача производственно-статистической информации (ПСИ).

Наряду с рассмотренными простейшими системами имеются системы, выполняющие все или почти все телемеханические функции. Так, к ТУ, ТС, ТИ и ПСИ иногда добавляется и *телерегулирование* (ТР), представляющее собой телеуправление объектами с непрерывным множеством состояний (ГОСТ 26.005—82). Осуществляется ТР с помощью систем телеуправления и телеизмерения. Например, необходимо увеличить количество жидкости в цистерне до определенного уровня. Диспетчер посылает команду на включение соответствующего насоса, нагнетающего жидкость в бак, и по данным телеизмерения уровня проверяет степень его наполнения. Когда желаемый уровень будет достигнут, диспетчер посылает команду на отключение насоса.

2. По характеру используемой линии связи. Линия связи — физическая среда, по которой передаются сигналы. Для передачи телемеханической информации могут быть использованы следующие линии связи: 1) проводные; 2) электроснабжения; 3) световодные; 4) радиотракт.

В системах телемеханики передается на дальние расстояния большое количество сообщений от многих источников или ко многим приемникам. Например, в системах ТУ происходит передача информации от одного источника (диспетчера) ко многим приемникам (объектам), а в системах

ТС — от многих источников (объектов) к одному приемнику (диспетчеру). Кроме того, системы телемеханики могут передавать информацию на многие километры. Потому, чтобы не удорожать весь комплекс телемеханики прокладкой линий связи между многими источниками и приемниками, целесообразно использовать линию связи многократно. При этом по одной линии связи, например по одной паре проводов, передается много сообщений одновременно. Это достигается применением так называемых каналов связи.

Канал связи — совокупность технических средств, обеспечивающих независимую передачу сообщений по линии связи. В настоящее время понятие канала связи расширилось и в него часто включают характеристики передаваемых сообщений. Применяются такие термины, как телеграфный, телефонный или телемеханический канал. Каждый такой канал характеризуется определенной полосой частот, необходимой для неискаженной передачи данного типа сообщений. Если передаются непрерывные сообщения, то канал связи называется непрерывным, если дискретные сообщения — дискретным.

Методы образования телемеханических каналов по указанным линиям связи рассматриваются в гл. 6.

3. По расположению управляемых объектов. Принцип действия и конструкция названных систем телемеханики зависят также от того, как расположены объекты контроля и управления. Имеет значение, собраны ли объекты в одном месте, т. е. находятся недалеко друг от друга, или рассредоточены на большой территории. Здесь существуют две разновидности систем.

Система телемеханики для сосредоточенных объектов — система, в которой имеется один пункт управления и один контролируемый пункт. Типичным примером такого объекта является строительный кран, где на малой площади расположено 5—6 двигателей, которыми нужно управлять, а также электрическая подстанция, где в одном помещении находится большое количество масляных выключателей, включаемых и отключаемых с телемеханического пункта управления.

Система телемеханики для рассредоточенных (распределенных) объектов — система, в которой есть один пункт управления и несколько контролируемых пунктов. Типичным примером таких объектов являются вытянутые на сотни километров газо- и нефтепроводы, в которых нужно контролировать давление, расход и другие параметры, управлять компрессорными и насосными установками, а также насосные установки на нефтепромыслах, разбросанные на большой территории. Сюда же можно отнести шахты, заводы и комбинаты, если управление технологическими агрегатами осуществляется с одного диспетчерского пункта.

Очевидно, устройства телемеханики и линии связи (каналы связи) на нефтепроводах, нефтепромыслах или комбинатах будут расположены по-иному, вследствие чего и системы телемеханики будут, в свою очередь, отличаться друг от друга. Это различие определяется структурой телемеханической сети, определение которой дается ГОСТ 26.005—82.

Телемеханическая сеть — совокупность устройств телемеханики и объединяющих их каналов связи.

Многоточечная структура телемеханической сети — структура телемеханической сети, в которой два устройства (или более) контролируемых телемеханических пунктов соединяются каналами связи с устройством телемеханики на телемеханическом пункте управления.

Цепочечная структура телемеханической сети — многоточечная структура телемеханической сети, в которой устройства контролируемых телемеханических пунктов соединены общим каналом связи с устройством телемеханического пункта управления. Такая структура (рис. В. 10, *а*) характерна для систем телемеханики, обслуживающих нефтепроводы.

Радиальная структура телемеханической сети — многоточечная структура телемеханической сети, в которой устройство телемеханики на телемеханическом пункте управления соединено отдельным каналом

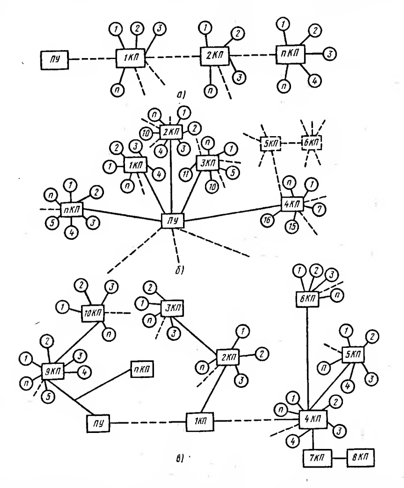


Рис. В. 10. Системы телемеханики для рассредоточенных объектов с различной структурой телемеханической сети:
а — цепочечной; *б* — радиальной и радиально-цепочечной (пунктир); *в* — древовидной

связи с каждым устройством контролируемого телемеханического пункта. Такая структура представлена на рис. В. 10, *б*.

Радиально-цепочечная структура телемеханической сети — комбинация из радиальной и цепочечной структур телемеханической сети с использованием устройства телемеханики на телемеханическом пункте управления. Такая структура будет иметь место, если, например, к *4КП* присоединить еще *5КП*, *6КП* (пунктир на рис. В. 10, *б*).

Кольцевая структура телемеханической сети — цепочечная структура телемеханической сети, в которой канал связи образует кольцо и телемеханический пункт управления при этом может быть связан с каждым контролируемым телемеханическим пунктом двумя различными путями.

Часто встречающаяся *древовидная структура* представлена на рис. В.10, *в*.

4. По характеру управляемых объектов. Системы телемеханики отличаются друг от друга в зависимости от того, являются ли объекты стационарными (неподвижными) или подвижными. Большинство промышленных объектов — стационарные: установки на заводах, комбинатах, электростанциях, газо- и нефтепроводах и т. п. Подвижные объекты — это краны и другие подъемно-транспортные механизмы, спутники и другие летающие объекты.

Технические требования, предъявляемые к комплексам и устройствам телемеханики (УТМ) общепромышленного применения, определяются ГОСТ 26.205—83. В соответствии с этим ГОСТом комплексы УТМ должны работать по линиям связи радиальной, цепочечной, древовидной и кольцевой структур и любых их комбинаций.

По устойчивости к воздействию температуры устанавливают семь групп исполнения УТМ. Так, например, УТМ группы А1 могут работать в диапазоне температур 18—27 °С, а УТМ группы С2 — в диапазоне от −40 до +70 °С.

По быстродействию комплексы подразделяются на следующие группы: 1-я группа — до 1 с, 2-я группа — 1 ÷ 4 с и 3-я группа — свыше 4 с. Под быстродействием телемеханической системы понимают интервал времени с момента появления события на передающем пункте телемеханической системы (например, с момента нажатия ключа) до представления информации об этом событии на приемном пункте (ГОСТ 26.005—82). По скорости передачи буквенно-цифровой информации различают комплексы: 1-й группы — свыше 100 букв (цифр), 2-й группы — 50—100 букв (цифр), 3-й группы — 25—50 букв (цифр), 4-й группы — 10—25 букв (цифр) и 5-й группы — до 10 букв (цифр) в 1 с.

Средняя наработка до отказа одного канала при нормальных условиях для каждой из функций комплекса должна быть в зависимости от эксплуатационных требований не менее 10 000 ч для 1-й группы (перерывы в работе комплекса недопустимы), 5000 ч для 2-й группы (по технологии контролируемого производства допускаются кратковременные перерывы в работе комплекса), 2500 ч для 3-й группы (те же требования, но при постоянном наблюдении обслуживающего персонала).

Среднее время восстановления работоспособности УТМ после отказа должно быть не более 2 ч, а средний срок службы при нормированных настоящим стандартом уровнях внешних воздействий — 9 лет.

Кроме технических требований в технических условиях предусматриваются требования безопасности персонала, работающего с УТМ, правил приемки УТМ, методы их контроля и испытаний, требования к маркировке, упаковке, транспортировке и хранению УТМ, а также гарантии изготовителя.

§ В. 3. Краткие сведения по истории развития телемеханики

Телемеханика — область науки и техники, возникшая на базе развития автоматики, радиотехники и связи.

В начале 30-х годов первой отраслью промышленности, в которой стала применяться телемеханика, явились энергетические системы. Сначала применялись системы телеизмерения, а затем системы телесигнализации и телеуправления для централизованного управления генераторами на станциях, масляными выключателями на подстанциях и контроля за исправностью работы оборудования.

Первая автоматизированная гидроэлектростанция с управлением на расстоянии была построена в СССР в 1932 г., а несколько позже была осуществлена телемеханизация на канале им. Москвы. Здесь производится телеуправление шлюзами, насосными станциями на расстоянии до 60 км из центрального диспетчерского пункта.

До 50-х годов телемеханические устройства строились в основном на электромеханических реле и электронных лампах с использованием многопроводных линий связи. Аппаратура получалась громоздкой, медленно действующей и не очень надежной. В начале 50-х годов в связи с развитием бесконтактных элементов (полупроводниковых приборов, магнитных элементов с прямоугольной петлей гистерезиса, ламп с холодным катодом и т. п.) начались серьезные теоретические исследования и практические работы по их использованию в телемеханике. Это не была автоматическая замена старых элементов новыми. Новые элементы потребовали новых идей в конструировании аппаратуры и длительных исследований. В результате было разработано много оригинальных бесконтактных телемеханических устройств.

В нашей стране создан ряд заводов, специализирующихся на серийном производстве телемеханической аппаратуры, которая выпускается в основном на интегральных микросхемах. Появились первые системы телемеханики с использованием микропроцессоров и микро-ЭВМ.

Эффективность применения устройств и систем телемеханики сводится к следующему. Телемеханика увеличивает оперативность управления, сокращает численность обслуживающего персонала и повышает производительность труда, что в итоге увеличивает количество выпускаемой продукции и снижает ее себестоимость. В некоторых производственных процессах телемеханика позволяет высвободить людей с работ, опасных для здоровья, а при управлении движущимися объектами без телемеханики обойтись вообще невозможно.

Контрольные вопросы

1. В чем разница между механизацией и автоматизацией?
2. В чем разница между автоматизацией и автоматикой?
3. В чем разница между автоматической и телемеханической системами?
4. Объясните смысл информационного цикла в указанных системах и перечислите аппаратуру, с помощью которой он осуществляется.
5. В чем разница между частичной и полной автоматизацией?
6. Начертите структурные схемы систем частичной автоматизации.
7. Укажите особенности систем телемеханики при различных степенях автоматизации.
8. Укажите способы использования устройств вычислительной техники при телемеханизации и построении систем телемеханики.
9. Дайте определение АСУ и начертите ее структурную схему.
10. Перечислите виды АСУ и укажите разновидности АСУ, которые аналогичны телемеханике.

11. Дайте определение кибернетики и укажите сходство процессов управления в живой и неживой природе.

12. Дайте определение научно-технической революции и укажите, что знаменует ее начало.

13. Дайте определение телемеханики.

14. Укажите особенности телемеханики, отличающие ее от других видов передачи информации.

15. Дайте классификацию систем телемеханики по выполняемым функциям.

16. Объясните смысл телерегулирования.

17. Дайте определение линии связи.

18. Дайте классификацию систем телемеханики по характеру используемой линии связи.

19. Дайте определение канала связи и его разновидностей.

20. Дайте классификацию систем телемеханики по расположению управляемых объектов.

21. Перечислите и начертите основные структуры телемеханической сети.

22. Дайте классификацию систем телемеханики по характеру управляемых объектов.

23. Перечислите основные технические требования, предъявляемые к комплексам и устройствам телемеханики.

24. В чем заключается эффективность использования систем телемеханики?

Часть первая

Передача телемеханической информации

Глава 1. Сообщение и информация

Телемеханическая информация передается по каналам связи, образуемым в различных линиях связи. В этой главе даются основные определения, необходимые для дальнейшего понимания процессов помехоустойчивой передачи, приема и воспроизведения информации. Так как передача телемеханической информации осуществляется в виде сигналов, рассматриваются методы образования сигналов и спектры их частот.

§ 1.1. Основные понятия

При управлении производственным процессом всегда возникают сообщения о ходе процесса, которые необходимо передавать автоматическому устройству или руководству. Эти сообщения порождаются различными событиями. В телемеханике, согласно ГОСТ 26.005—82, под событием понимают состояние или изменение состояния объектов и устройств телемеханики, оговоренное в документации.

Сообщения о событии могут быть многообразными. Например, сообщение об изменении состава сырья может быть передано данными телеизмерений, а переключение объекта — телесигнализацией. В некоторых сообщениях, полученных с помощью телеизмерений, может оказаться больше сведений, чем это необходимо оператору или вычислительной машине для принятия решений. Некоторые из них уже были известны, а какая-то часть сообщения содержит новизну.

Если под *сообщением* понимать все то, что передается о ходе производственного процесса (о событии), то под *информацией следует понимать лишь часть сообщений, которая представляет новизну* и ранее не была известна получателю (оператору или машине). Например, из лаборатории к оператору с определенной периодичностью поступают сведения о ходе плавки стали в мартеновской печи. В каждой из сводок больше половины сведений дублируется (наименование, номер и дата плавки и т. п.). Эта часть сообщения едва ли привлечет внимание оператора. Однако процентный состав компонентов плавки от сводки к сводке меняется и представляет собой информацию, необходимую оператору для управления процессом. В теории связи понятия сообщения и информации хорошо иллюстрируются на примере письма или телеграммы. При получении письма больше половины слов в нем будут стандартными («здравствуй», «до свидания» и т. п.). Однако часть письма или телеграммы будет новостью, например выигрыш по лотерейному билету, дата возможного

приезда. Таким образом, письмо (телеграмма) будет сообщением с заложенной информацией в виде новостей, о которых получатель раньше ничего не знал.

Каким же образом передаются сообщение и информация? В примерах с письмом и телеграммой вначале все было одинаково: письмо и телеграмма были написаны на бумаге. Однако в дальнейшем переносчиком письма явился поезд или самолет, который и доставил его адресату, переносчиком же телеграммы — электрические либо электромагнитные колебания, которые изменялись соответственно со словами и буквами телеграммы, образуя так называемые сигналы. В автоматических устройствах сообщения передаются от одного звена устройства к другому также в виде сигналов. Для передачи сигналов используются физические процессы, обладающие свойством перемещения в пространстве: звуковые, электрические или электромагнитные колебания, движение струй воздуха и т. п. Это так называемые переносчики информации. Переносчик должен обладать свойством изменять свою форму или параметры под воздействием сообщения. Сам по себе переносчик не является сигналом. Однако если на переносчик соответствующим образом воздействует сообщение, то он превращается в сигнал.

Сигнал — переносчик с нанесенным на нем сообщением или информацией. Так как сообщений много, то сигналов должно быть также много, но, поскольку переносчик один, сигналы должны отличаться друг от друга и соответствовать передаваемым сообщениям. Это значит, что сигналы должны образовываться по определенному закону.

Итак, чтобы получатель (оператор или машина) узнал о происшедшем событии или получил какие-то новые сведения, должна быть образована информационная цепь: событие — сообщение с информацией — сигнал. Сигнал подается в линию связи и поступает к получателю, где он снова преобразуется в сообщение и информацию, так как получателю нужен не сам сигнал, а информация, которую он несет.

Такова общая схема передачи сообщений применительно к теории связи. Оставаясь в принципе той же и в телемеханике, она в деталях все же несколько видоизменяется.

Рассмотрим случай полностью автоматизированного процесса, причем несколько идеализированный, когда информация передается без помех и всегда принимается без потерь. Схема передачи телемеханической информации для этого случая представлена на рис. 1.1, *а*. Датчики или другие контрольно-измерительные приборы, реагируя на изменения параметров процесса, извлекают нужную информацию. Информация, воздействуя на переносчик, образует сигнал, который передается по линии связи. На приемной стороне методами, рассмотренными в гл. 3 и 6, избавляются от переносчика и вновь получают информацию.

В реальных условиях на сигнал в линии связи действуют помехи (рис. 1.1, *б*), которые могут частично или полностью исказить передаваемые сигналы. Для большей гарантии, что информация дойдет без потерь, необходимо передавать избыточную информацию. Например, команда «Включить» может передаваться два или три раза. Если, например, первые две команды будут потеряны из-за помех, то третья все же будет выполнена. Однако для приемного устройства только одна команда (на-

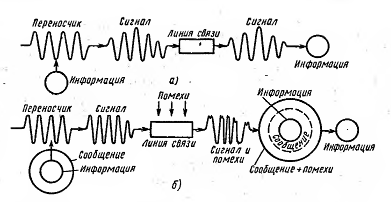


Рис. 1.1. Схема передачи телемеханической информации:
а — без помех; *б* — с помехами

пример первая) будет информацией, остальные две, если и будут приняты, не представят новизны и не будут выполнены.

§ 1.2. Информация

Циркуляция потоков информации лежит в основе процесса управления. Для того чтобы с наибольшей эффективностью передать сообщение, нужно, во-первых, наилучшим образом использовать возможности сигнала и, во-вторых, обеспечить максимальную пропускную способность канала связи. Последнее означает, что к каналам связи следует подходить не только с энергетической точки зрения, т. е. рассчитывать входное и волновое сопротивления линии связи, к.п.д. генератора передаваемых сигналов и т. п. Все это, конечно, имеет некоторое значение и в телемеханике. Однако главное для канала связи — передача наибольшего количества информации без искажения в единицу времени. Прежде чем определить, что такое количество информации, рассмотрим, как связана информация с процессом управления.

В основе управления лежит выбор. Если процесс происходит по заранее заданному закону, который нельзя изменить, то и управлять нечем. Например, если поезд от одной станции к другой идет с заданной скоростью по прямому пути без всяких ответвлений, то никаких команд (сигналов) ему посылать не надо. Если на пути поезда есть стрелка *а* (рис. 1.2, *а*), переключив которую можно направить его на один или на другой путь, т. е. выбрать направление, значит есть и управление. Рассмотрим на примерах, как осуществляется выбор информации и какие сигналы для этого нужно посылать.

Сигнал может быть простой (элементарный) или сложный. Сложный сигнал состоит из некоторого числа элементарных сигналов.

Элементарный сигнал может принимать два либо несколько значений: например, импульс постоянного тока различной полярности или амплитуды, импульс с частотой заполнения f_1 или f_2 (рис. 1.2, *а*). Если получатель располагает одним элементарным сигналом, то в данный момент времени

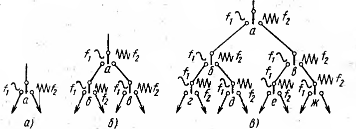


Рис. 1.2. Схема выбора информации при передаче одного (*а*), двух (*б*) и трех (*в*) сигналов

его можно будет послать в виде импульса частотой f_1 или f_2, но одновременно послать в тот же момент времени импульсы частотой f_1 и f_2 запрещено. Для выбора одного из двух путей (рис. 1.2, *а*) нужен один элементарный сигнал, который обеспечит передачу одного из двух сообщений: для переключения стрелки *а* на первый путь нужно послать импульс частотой f_1, а для переключения этой же стрелки на второй путь — импульс частотой f_2.

Для выбора одного из четырех путей (рис. 1.2, *б*) нужны два элементарных сигнала, каждый из которых может принимать те же значения частот f_1 и f_2. Переключение любой из стрелок налево осуществляется сигналом частотой f_1, направо — частотой f_2. Двумя сигналами можно передать четыре сообщения. Например, для выбора третьего пути подается сигнал частотой f_2 на стрелку *а* ($f_2^а$) и частотой f_1 на стрелку *в* ($f_1^в$), т. е. посылается сигнал из двух частот: $f_2^а$, $f_1^в$.

Для выбора одного из восьми путей или поочередно каждого из восьми путей (рис. 1.2, *в*) требуются три элементарных сигнала. Так, для выбора шестого пути нужно послать сигнал частотой f_2 первого элемента, переключающий стрелку *а* вправо ($f_2^а$), сигнал частотой f_1 второго элемента, переключающий стрелку *в* влево ($f_1^в$), и сигнал частотой f_2 третьего элемента, переключающий стрелку *е* вправо ($f_2^е$). Иными словами, для передачи шестого сообщения необходимо послать сигнал $f_2^а$, $f_1^в$, $f_2^е$, состоящий из трех элементов. Третий путь выбирают сигналом $f_1^а$, $f_2^б$, $f_1^д$. Таким образом, тремя элементами можно передать уже восемь сигналов.

Из приведенного примера следует, что число направлений * возрастает быстрее числа элементарных сигналов, которыми эти направления выбираются. Так, для передачи двух сообщений (сигналов) нужен один элементарный сигнал, четырех сообщений (сигналов) — два элементарных сигнала, восьми сообщений — три элементарных сигнала. В общем случае если n — число элементарных сигналов, а N — число сообщений (сигналов), то

$$N = 2^n. \tag{1.1}$$

* В общем случае вместо термина «направление» можно употребить термин «вариант», «состояние системы» или «сообщение».

Если необходимо определить, каким количеством элементов следует передавать заданное число сообщений, то, логарифмируя (1.1), получим

$$n =]\log_2 N[,$$

где] [означает округление до ближайшего большего целого.

Следовательно, для передачи 16 сообщений нужны четыре элементарных сигнала, 32 сообщений — пять элементарных сигналов, которые образуют 32 различных сигнала.

Таким образом, мы определили информационную возможность элементов сигнала, т. е. количество сообщений, которое может быть ими передано. Числу сообщений обычно соответствует число состояний реальной управляемой системы. Поэтому можно определить информационную емкость системы. Информационную емкость системы $C_и$ оценивают логарифмом числа ее возможных состояний M:

$$C_и = \log_2 M. \tag{1.2}$$

Если необходимо сделать выбор из двух возможностей, например направить поезд на первый или второй путь, поехать направо или налево, это означает, что имеется какая-то неопределенность. Когда выбор сделан, неопределенность снимается и получается информация. Количество информации увеличивается, если неопределенность больше, т. е. если стоит, например, задача осуществить выбор несколько раз, например трехкратный выбор направления поезда на один из восьми путей. Если из этого трехкратного выбора осуществить только один, то получится недостаточное количество информации о состоянии объекта, т. е. о нем не будет полной определенности.

Таким образом, количество информации о каком-либо событии или объекте следует оценивать степенью определенности знаний об этом событии (объекте). За единицу количества информации принимают такое ее количество, которое получается при выборе одной из двух равновероятных возможностей либо содержится в ответе «да» или «нет» на вопрос и т. п. Поэтому в (1.2) основание логарифма выбрано равным двум.

В качестве устройств, запасающих информацию, часто применяют реле, триггеры, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса и другие устройства, обладающие двумя устойчивыми состояниями. Одно реле, один триггер или другое подобное устройство способно запомнить одну *единицу количества информации*. Такая единица называется двоичной единицей, или *битом* (от англ. bit-binary digit — двоичная цифра) *. Информация в 1 бит соответствует, например, получению результата от подбрасывания монеты, так как при этом равновероятный выбор происходит из двух надписей: «герб» или «цифра». Для направления поезда на одно из двух равновероятных направлений также необходимо передать информацию в 1 бит.

Устройство, позволяющее запасать количество информации, равное единице, или 1 бит, называется двоичной ячейкой. Если система для

* 8 бит образуют 1 байт.

запасания информации имеет, например, 32 состояния, то ее информационная емкость C равна $\log_2 32 = 5$ двоичным единицам, т. е. емкости пяти двоичных ячеек. Проще выполнить пять двоичных ячеек, каждая из которых обладает двумя состояниями, чем одну ячейку с 32 состояниями.

Использование логарифмов делает меру информационной емкости аддитивной, что удобно для расчетов. Если, например, число возможных сообщений N_a, передаваемых сигналом a, состоящим из семи элементов, равно 128, а число возможных сообщений N_b, передаваемых сигналом b, состоящим из шести элементов, равно 64, то суммарная информационная емкость $C_{ab} = \log 128 + \log 64 = 7 + 6 = 13$. Если к этой сумме прибавить число сообщений N_c, передаваемых сигналом c, состоящим из одного элементарного сигнала, равное двум, то $C_{abc} = 13 + \log 2 = 14$, т. е. общая емкость системы увеличилась на единицу. Заметим, что это равносильно присоединению к общей схеме передачи дополнительного реле или другого устройства, обладающего двумя устойчивыми состояниями.

Итак, система событий может принимать ряд состояний. Каждому из этих состояний должен соответствовать определенный сигнал, с помощью которого можно передать сообщение (информацию) о состоянии системы. Если все сообщения, описывающие состояние системы, передаются с равной вероятностью, то уравнение (1.2) определяет не только информационную емкость системы, но и максимальное количество информации, которое может быть получено об этой системе. Например, поезд (система) на рис. 1.2, *б* может равновероятно находиться на одном из четырех путей (в четырех состояниях). Вероятности передачи любого из четырех возможных сообщений о месте нахождения поезда будут одинаковы ($P = 1/4$). С одинаковой вероятностью ($P = 1/2$) можно получить сведения, на какую сторону упала монета при подбрасывании ее вверх.

Сообщения могут поступать и с разной вероятностью: одни — чаще, другие — реже. Кроме того, если сообщений много, то и восприниматься они могут по-разному: одни представят больший интерес, другие — меньший, третьи вообще не представят никакого интереса, так как уже известны. Здесь вступает в действие субъективный фактор, который, казалось бы, невозможно выразить математически *. Однако анализ сообщений показывает, что количество информации в сообщении оказывается наибольшим тогда, когда это сообщение будет наиболее неожиданным или наименее вероятным. Случайные события изучает теория вероятностей, базирующаяся на объективном учете статистических факторов. Все это позволяет определить меру количества информации в общем виде, а не только в частных случаях.

---

* Дело в том, что в обыденной жизни понятие информации тесно связано со смыслом. Например, информация о том, что на облигацию займа пал большой выигрыш, будет воспринята Вами по-разному в зависимости от того, кому принадлежит данная облигация. Если эта облигация Ваша, качественный смысл информации будет один, а если она принадлежит кому-то неизвестному, ценность информации для Вас будет совсем другой. Количество информации не связано со смысловым содержанием сообщения, т. е. количественно нельзя оценить смысл сообщения. Специалиста интересует, например, какое число сообщений или телефонных разговоров можно передать по данной линии связи, но его не интересует смысл этих сообщений, т. е. о чем будут разговаривать абоненты.

Пример 1.1. Предположим, что имеются два объекта: A и $Б$. С каждого объекта диспетчеру передается в определенные моменты времени одно из двух сообщений, сигнализирующих о том, что объекты включены или отключены. Диспетчеру известны типы сообщений, но неизвестно, когда и какое сообщение поступит. Например, объект A работает почти без перерыва, т. е. вероятность того, что он включен, очень велика (например, $P_{A\text{вкл}}=0{,}99$). Сообщение об отключении объекта поступает лишь в случае аварии ($P_{A\text{откл}}=0{,}01$). Объект $Б$ работает по-иному: то включается, то отключается, и вероятность его включения равна вероятности отключения ($P_{Б\text{вкл}}=P_{Б\text{откл}}$). Предположим, что диспетчер захочет узнать, включены ли объекты. Посмотрев на пульт управления объектом A, он почти наверняка увидит, что объект включен, так как этот объект отключается очень редко. Данное сообщение практически никакой информации диспетчеру не дает: он и так знает, что объект A почти всегда включен ($P_{A\text{вкл}}=0{,}99$). Другое дело объект $Б$: здесь вероятность того, что объект включен, меньше ($P_{Б\text{вкл}}=0{,}5$), и у диспетчера неопределенность перед получением информации больше. Если диспетчер узнает о состоянии объекта $Б$, то это даст ему больше информации, чем в предыдущем случае, где он почти был уверен, что объект A включен.

Допустим теперь, что через некоторое время диспетчер, посмотрев на пульт управления объектом A, обнаружит, что этот объект отключился. Случай этот аварийный и потому маловероятный ($P_{A\text{откл}}=0{,}01$), а для диспетчера крайне неожиданный и несущий очень большую информацию.

Принято, что количество информации о событии равно логарифму обратной вероятности этого события:

$$I=\log(1/P)=-\log P. \tag{1.3}$$

Как и в предыдущем случае, пользуются основанием логарифма, равным двум. Количество информации о состоянии объекта A будет равно

$$I_{A\text{вкл}}=-\log 0{,}99\approx 0,$$
$$I_{A\text{откл}}=-\log 0{,}01=\log 100\approx 6{,}64.$$

Количество информации о состоянии объекта $Б$

$$I_{Б\text{вкл}}=I_{Б\text{откл}}=-\log 0{,}5=1.$$

Работа какого объекта несет в себе в среднем больше информации? Для определения среднего количества информации I полученные о двух событиях значения количества информации усредняют, учитывая вероятность каждого события:

$$I=P_1I_1+P_2I_2.$$

Но

$$I_1=-\log P_1, \text{ а } I_2=-\log P_2.$$

Тогда

$$I=-P_1\log P_1-P_2\log P_2.$$

В общем случае, когда рассматривается n событий с вероятностями $P_1, P_2, \ldots, P_n$, среднее количество информации на одно сообщение о событии

$$I=-\sum_{i=1}^{i=n} P_i\log P_i.$$

Пример 1.2. Пусть необходимо определить количество информации, приходящейся на одно сообщение, составленное из пяти символов, причем каждый символ может принимать одно из двух значений: 1 или 0. Из пяти символов могут быть составлены $2^5=32$ различных сообщения. Если вероятности всех сообщений одинаковы, то количество информации, приходящейся на одно сообщение, $I_5=\log 32=5$ дв.ед/сообщение.

Можно так же измерить количество информации, приходящейся на один символ сообщения: $I_1=I_5/5=1$ дв.ед/символ.

Для измерения степени неопределенности исхода какого-либо случайного события (например, подбрасывания монеты) используют меру, математически совпадающую с мерой количества информации. Основоположник теории информации К. Шеннон назвал меру неопределенности H энтропией:

$$H=-\sum_{i=1}^{i=n} P_i \log P_i. \qquad (1.4)$$

Энтропия выражается в тех же единицах, что и количество информации. Знак минус перед суммой означает, что энтропия положительна, так как логарифмы чисел, меньших единицы, отрицательны ($P_i<1$). Максимум энтропии наступает, когда все вероятности P_i одинаковы. Это случай максимальной неопределенности перед получением сообщения. Энтропия обращается в нуль, если одно из состояний системы достоверно, а вероятность остальных равна нулю.

При увеличении числа состояний системы энтропия увеличивается. Подсчитаем теперь для приведенных примеров среднее количество информации:

для объекта A

$$I_A=-0{,}99\log 0{,}99-0{,}01\log 0{,}01\approx 0{,}0808,$$

для объекта $Б$

$$I_Б=-0{,}5\log 0{,}5-0{,}5\log 0{,}5=1.$$

Видно, что диспетчер получает больше информации от объекта $Б$. Каждое сообщение объекта $Б$ несет 1 бит информации.

Количество информации равно единице, если производится один выбор из двух равновероятных событий. В примере на рис. 1.2, *б* (два независимых выбора) количество информации равно 2 бит, а в примере на рис. 1.2, *в* (три выбора) — 3 бит. Таким образом, информация возрастает пропорционально числу последовательных выборов, если они независимы.

§ 1.3. Переносчики информации

Для передачи информации необходимо использовать такой физический процесс, который мог бы, во-первых, распространяться по линии связи или по радиоканалу и, во-вторых, изменять свои параметры. В телемеханике в качестве переносчиков информации обычно используют

электромагнитные колебания в виде переменного тока или импульсов. В ближайшие годы ожидается использование и импульсов света, излучаемых лазером.

Переменный ток. Аналитическое выражение переменного синусоидального тока имеет вид $i = I_m \sin(\omega t + \psi)$, где i — мгновенные значения тока; I_m — амплитудное значение тока; $\omega = 2\pi f$ — угловая частота; ψ — начальная фаза.

Переменный ток характеризуется амплитудой, частотой и фазой. Изменение этих параметров переменного тока при наложении на него информации осуществляется с помощью модуляции, о которой будет сказано далее.

Импульс, спектр, полоса частот. Дословно «импульс» в переводе с латинского означает «толчок». В телемеханике под импульсом понимают кратковременное воздействие электрического тока или напряжения на схему или устройство. На рис. 1.3, *а* показаны импульсы постоянного тока различной формы. Импульсы постоянного тока или напряжения называют *видеоимпульсами* в отличие от *радиоимпульсов* или импульсов переменного тока, которые образуются при наполнении импульсов постоянного тока высокочастотными колебаниями (рис. 1.3, *б*).

Представленные на рис. 1.3, *а* одиночные импульсы характеризуются амплитудой A и длительностью τ. Под длительностью импульсов постоянного тока понимают интервал времени, в течение которого мгновенное значение напряжения или тока превышает половину амплитудного значения, под длительностью импульсов переменного тока — интервал времени, в течение которого огибающая заполняющих колебаний превышает половину амплитуды импульса.

На рис. 1.4, *а* изображена периодическая последовательность видеоимпульсов, которая помимо амплитуды и длительности импульса характеризуется периодом следования импульсов T и скважностью τ:

$$\iota = T/\tau. \quad (1.5)$$

Всякий периодически повторяющийся процесс может быть представлен состоящим из гармонических колебаний определенных частот. Бесконечная последовательность импульсов является периодической функцией времени $F(t)$, и ее разложение производится с помощью ряда Фурье:

$$F(t) = A_0 + \sum_{k=1}^{k=\infty} A_k \cos(k\Omega t + \psi_k), \quad (1.6)$$

где A_0 — постоянная составляющая; A_k — амплитуда k-й гармоники;

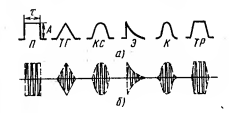


Рис. 1.3. Форма импульсов:
а — видеоимпульсов; *б* — радиоимпульсов (*П* — прямоугольный; *ТГ* — треугольный; *КС* — косинусоидальный; *Э* — экспоненциальный; *К* — колоколообразный; *ТР* — трапецеидальный)

Рис. 1.4. Спектры частот периодической последовательности видеоимпульсов:
а — прямоугольных; *б* — треугольных; *в* — косинусоидальных; *г* — колоколообразных; *д* — экспоненциальных; *е* — трапецеидальных

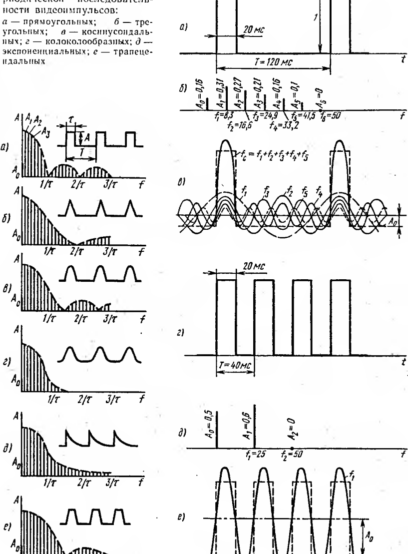


Рис. 1.5. Передача последовательности импульсов с различной скважностью:
а — последовательность импульсов со скважностью 6; *б* — амплитуды гармоник последовательности импульсов, представленной на рис. 1.5,*а*; *в* — форма последовательности импульсов при полосе частот 50 Гц и скважности 6; *г* — последовательность импульсов со скважностью 2; *д* — амплитуды гармоник последовательности импульсов, представленных на рис. 1.5,*г*; *е* — форма последовательности импульсов при полосе частот 50 Гц и скважности 2

$\Omega=2\pi/T$ — угловая частота; ψ_k — начальная фаза k-й гармоники; $k=1, 2, 3, \ldots$.

Это значит, что последовательность импульсов представляет собой сумму некоторого значения постоянного тока A_0 и бесконечного числа синусоидальных колебаний (гармоник) с амплитудами A_k, частотами $k\Omega$ и начальными фазами ψ_k.

Частота основной гармоники ($k=1$) равна частоте повторения периодического напряжения $f_1=\Omega_1/(2\pi)=1/T$, а частоты остальных колебаний ($k>1$) кратны частоте f_1. Совокупность гармонических составляющих, на которые разложен сигнал, составляет *спектр*. Если спектр состоит из отдельных линий, то его называют прерывистым, дискретным или линейчатым.

Для последовательности прямоугольных импульсов ряд Фурье имеет вид

$$F(t)=A_0+A_1\cos\Omega t+A_2\cos 2\Omega t+A_3\cos 3\Omega t+\ldots, \quad (1.7)$$

где

$$A_0=A/\iota;\ A_1=[(2A/\pi)]\sin(\pi/\iota);\ A_2=[2A/(2\pi)]\sin 2\pi/\iota;$$
$$A_3=[2A/(3\pi)]\sin 3\pi/\iota;\ \Omega=2\pi/T.$$

Пусть передается последовательность прямоугольных импульсов с отношением $T/\tau=120/20=6$ (рис. 1.5, *а*). Подставив данные в (1.7), получим значения амплитуд гармоник, входящих в первый лепесток спектра (рис. 1.5, *б*).

Из расчета следует, что при амплитуде импульса 1 В постоянная составляющая равна 0,16 В. Частота 1-й гармоники всегда равна частоте следования импульсов $f_1=1/(120\cdot10^{-3})=8{,}33$ Гц. Амплитуда 6-й гармоники ($f_6=50$ Гц) равна нулю (аргумент синуса равен π). Далее амплитуды гармоник начнут возрастать, но амплитуда гармоники частотой $f_{12}=100$ Гц снова обратится в нуль. Частоты гармоник, амплитуды которых обращаются в нуль, кратны величине, обратной длительности импульса: $1/\tau$, $2/\tau$, $3/\tau$, $4/\tau$. Амплитуда гармоник с увеличением их номера будет убывать, стремясь к нулю при бесконечно большой частоте. Это значит, что для точного воспроизведения формы импульсов необходима бесконечно большая полоса частот. Импульс с бесконечной шириной спектра невозможно передать по реальной линии связи. Поэтому полосу частот приходится ограничивать. Так, если для передачи указанной последовательности импульсов выделяется полоса частот от нуля до $\Delta F=1/\tau=50$ Гц, то это означает, что передача осуществляется пятью гармониками (от $f_1=8{,}3$ до $f_5=41{,}67$ Гц), заключенными в первом лепестке.

Предположим, что, не изменяя параметров самого импульса, мы увеличили частоту импульсов втрое (рис. 1.5, *г*). В этом случае уравнение (1.7) упрощается и принимает вид

$$F(t)=0{,}5A+0{,}635\,A\sin\Omega t+0{,}212A\sin 3\Omega t+\ldots \quad (1.8)$$

Подсчитав значения коэффициентов (рис. 1.5, *д*), убедимся, что постоянная составляющая и 1-я гармоника увеличились и первый лепесток спектра содержит всего одну гармонику. Амплитуда 2-й гармоники частотой $f_2=1/\tau=50$ Гц равна нулю. Таким образом, если передача будет

происходить по-прежнему в полосе частот $\Delta F = 1/\tau = 50$ Гц, то будут переданы только 1-я гармоника и постоянная составляющая. Однако, несмотря на разное количество передаваемых гармоник, воспроизведение формы импульсов в обоих случаях будет почти одинаковым (ср. суммарную кривую f_c на рис. 1.5, *в* с гармоникой f_1 на рис. 1.5, *е*). В первом случае импульс образовали пять гармоник, во втором — лишь 1-я гармоника. В обоих случаях принимали участие разные по значению постоянные составляющие.

Спектр бесконечной периодической последовательности однополярных прямоугольных импульсов показан на рис. 1.4, *а*, где бесконечная последовательность условно представлена тремя импульсами. Спектр состоит из постоянной составляющей A_0 и большого числа гармоник, амплитуды $A_1, A_2, A_3, \ldots$ которых изображаются в виде вертикальных отрезков прямых, постепенно уменьшающихся с повышением частоты. Некоторые из амплитуд обращаются в нуль, вследствие чего огибающая спектра (пунктирная линия, соединяющая вершины амплитуд гармоник) образует своеобразные петли или лепестки.

Из сказанного вытекает, что воспроизведение формы видеоимпульса зависит только от *полосы частот* ΔF, которая определяется длительностью видеоимпульса τ:

$$\Delta F_{\text{ви}} = \mu/\tau, \tag{1.9}$$

где μ — коэффициент воспроизведения формы импульса.

Хотя из этого уравнения следует, что воспроизведение формы последовательности импульсов не зависит от скважности ι, точный анализ показывает: некоторая зависимость ширины полосы ΔF от отношения T/τ все же есть. Так, в рассмотренном частном случае при скважности $\iota = 2$ воспроизведение формы импульса одной гармоникой и постоянной составляющей оказывается хуже, чем воспроизведение импульса при $\iota = 6$, в котором принимают участие пять гармоник и постоянная составляющая (в обоих случаях $\Delta F = 1/\tau$). Поэтому для последовательности импульсов с $T/\tau = 2$ целесообразно некоторое расширение полосы пропускания, чтобы в воспроизведении импульсов принимали участие не только 1-я, но и 3-я гармоники, что возможно при $\Delta F = 1{,}5/\tau$.

На практике значение μ не берут больше двух. Дело в том, что увеличение μ приводит не только к более точному воспроизведению формы импульса, но и к значительному расширению полосы частот, что в большинстве случаев нерационально. Поясним это на примере. Предположим, что для передачи команд телеуправления используются прямоугольные импульсы с $\tau = 1$ мс, которые передаются по специально выделенной стальной линии связи. Выбирая полосу частот $\Delta F = 1/\tau = 1000$ Гц, которая сможет обеспечить такую передачу импульса, где относительно точно передаются лишь его амплитуда, а не форма, по этой же линии связи можно будет передать еще много подобных команд (стальная линия связи допускает передачу частот до 30 кГц). При необходимости существенно более точного воспроизведения формы импульса следует расширить во много раз полосу и ограничиться только одной передачей или заменить стальную линию связи на медную, которая пропускает частоты до 180 кГц. В телемеханике, как и в других отраслях связи, проблема экономного

использования полосы частот весьма актуальна. Передача импульсов в полосе частот $\Delta F=(1\div 2)/\tau$ практически вполне удовлетворительна, так как в телемеханике большинство устройств являются пороговыми, чувствительными к амплитуде импульса и нечувствительными к его форме.

Существует и другой подход к определению ширины полосы частот, необходимой для передачи импульсов по каналу связи. Как и в предыдущем случае, полоса частот определяется допустимой степенью искажения формы импульсов при их передаче. Для оценки этих искажений канал связи заменяют фильтром нижних частот.

Импульс при прохождении через идеальный фильтр запаздывает на время t_0 (рис. 1.6), которое называется групповым временем запаздывания. Это время определяет сдвиг импульсов на выходе $U_{вых}$ по сравнению с импульсами на входе $U_{вх}$. Часто групповое время запаздывания настолько мало́, что им можно пренебречь.

Искажение формы импульса зависит главным образом от времени нарастания $t_н$:

$$t_н = 1/(2\Delta F), \quad (1.10)$$

где ΔF — полоса пропускания фильтра, которая определяет передаваемую ширину спектра.

Происходят небольшие колебания как при установлении импульса, так и после его окончания. Длительность импульсов на входе и выходе в их средней части практически одинакова. Однако, как будет показано в гл. 6, влияние параметров линии несколько изменяет ее.

Длительность самого короткого импульса τ_{min} не может быть меньше времени $t_н$, иначе импульс не успеет нарасти до полной амплитуды. Поэтому

$$\tau_{min} = 1/(2\Delta F_{min}), \quad (1.11)$$

где ΔF_{min} — минимальная ширина полосы частот, откуда

$$\Delta F = 1/(2\tau_{min}). \quad (1.12)$$

Однако на практике полосу частот для передачи импульсов выбирают примерно в 1,5 раза больше минимальной:

$$\Delta F \approx 0{,}8/\tau_{min}. \quad (1.13)$$

Это выражение эквивалентно (1.9) при $\mu=0{,}8$.

На рис. 1.7 показаны примеры влияния ширины полосы частот на воспроизведение формы прямоугольного импульса (передается последовательность импульсов со скважностью $\iota=2$). При полосе $\Delta F=1/(2\tau)$ воспроизведение импульса оказывается неудовлетворительным: форма не соответствует передаваемому импульсу. При $\Delta F=1/\tau$ передается 1-я гармоника и постоянная составляющая; воспроизведение импульса оказывается таким же, как на рис. 1.5, *в, е*. При расширении полосы соответственно улучшается и форма импульсов (рис. 1.7). Однако точность воспроизведения импульсов зависит не только от полосы частот, но и от формы импульса.

В зависимости от формы импульса спектр частот будет более или менее сосредоточенным. Это иллюстрируется спектрами частот импульсов

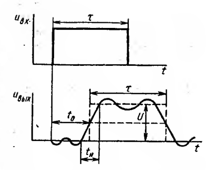


Рис. 1.6. Искажение формы импульса при прохождении его через фильтр

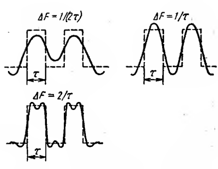


Рис. 1.7. Влияние ширины полосы частот на воспроизведение формы импульсов

разной формы, представленных на рис. 1.4. Например, если передавать частоты от 0 до $1/\tau$, то точность воспроизведения формы каждого из импульсов будет различной. Весь спектр частот для колоколообразного импульса (см. рис. 1.4, *г*) будет практически передан полностью, и этот импульс воспроизведется почти без искажений. В то же время в указанную полосу частот войдет примерно половина энергии спектра частот треугольного импульса (об энергии спектра можно судить по площади, заключенной между огибающей и осями ординат), отчего на приеме форма импульса будет сильно искажена. Спектр частот прямоугольного импульса более сосредоточен по сравнению с треугольным (см. рис. 1.4, *б*), но уступает в этом отношении колоколообразному импульсу (см. рис. 1.4, *г*). За прямоугольным импульсом по сосредоточенности спектра частот следует косинусоидальный (см. рис. 1.4, *в*) и трапецеидальный (см. рис. 1.4, *е*) импульсы. Из-за остроугольной вершины экспоненциального импульса (см. (рис. 1.4, *д*) его спектр наименее сосредоточен из приведенных на рис. 1.4.

Расчеты показывают, что выбор коэффициента $\mu = 1$ обеспечивает передачу основной части энергии сигнала, которая равна сумме энергий постоянной составляющей и части гармоник. Так, для последовательности импульсов, представленной на рис. 1.5, *г*, постоянная составляющая и 1-я гармоника содержат более 90 % энергии сигнала; 3-я гармоника добавляет еще 5 % энергии, но передача с 5-й гармоникой (постоянная составляющая, 1, 3 и 5-я гармоники) обеспечивает 96 % энергии сигнала. Это показывает, что дальнейшее расширение полосы частот нецелесообразно.

Иногда в целях экономии полосы частот, а также в случаях, когда воспроизводимая форма импульса не играет особой роли, в (1.9) принимают $\mu = 1/2$. Возможность передачи последовательности импульсов на такой сокращенной полосе частот позволяет определить предельную скорость передачи этой последовательности. Если скорость передачи в *бодах* * $B = 1/\tau$, то $\Delta F = 1/(2\tau) = B/2$.

Отсюда максимальная скорость передачи

$$B_{\max} = 2\Delta F_{\min}. \tag{1.14}$$

---

* Бод — единица скорости передачи равная одной посылке в секунду. Под посылкой понимают или импульс, или паузу.

Ранее рассматривались спектры периодической последовательности бесконечного числа импульсов различной формы. Однако для передачи телемеханической информации применяются также одиночные импульсы или серии из нескольких импульсов. Рассмотрим, в чем состоит отличие спектра бесконечной последовательности импульсов от конечной.

Если обратиться к рис. 1.5, *б, д* и формуле (1.7), то можно увидеть, что амплитуды двух соседних гармонических составляющих отстоят друг от друга на величину, равную частоте следования импульсов. При этом чем реже отстоят друг от друга импульсы, т. е. чем больше период их следования, тем ближе (плотнее) располагаются гармоники и тем меньше становится их амплитуда. При неизменной форме импульса закон изменения огибающих спектральных линий (пунктирные линии на рис. 1.4) не зависит от частоты следования импульсов.

Увеличивая до бесконечности период следования импульсов, в пределе приходим к единичному импульсу. Гармонические составляющие такого импульса отделены друг от друга по частоте на бесконечно малую величину, а их амплитуды бесконечно малы. Такой спектр будет уже не дискретным, а непрерывным. Для того чтобы определить спектр непериодической функции, каковой является одиночный импульс, можно рассмотреть непериодическую функцию как периодическую с периодом следования $T\rightarrow\infty$. Используя для разложения интеграл Фурье в комплексной форме, получаем выражение, аналогичное (1.6):

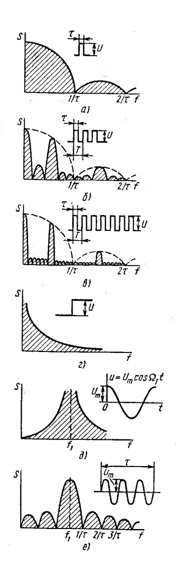
$$f(t)=\frac{1}{2\pi}\int_{-\infty}^{\infty} S(\Omega)e^{j\Omega t}d\Omega, \tag{1.15}$$

где $$S(\Omega)=\int_{-\infty}^{\infty} f(t)e^{-j\Omega t}dt \tag{1.16}$$

—спектральная плотность функции $f(t)$, т. е. в частном случае одиночного импульса.

Функция $S(\Omega)$ характеризует распределение энергии по участкам спектра. На рис. 1.8, *а — в* показан переход от непрерывного спектра одиночного прямоугольного импульса (рис. 1.8, *а*) к дискретному спектру последовательности прямоугольных импульсов. Заштрихованные области спектра свидетельствуют о наличии в них бесконечного числа гармоник. Эти области видоизменяются, если передается не один, а три импульса (рис. 1.8, *б*) со скважностью $\tau=2$. Изменения увеличиваются при передаче последовательности из семи импульсов (рис. 1.8, *в*), а при передаче последовательности из бесконечного числа импульсов приходим к дискретному спектру (см. рис. 1.5, *б, д*). Спектр скачка постоянного напряжения представлен на рис. 1.8, *г*.

Если в течение бесконечно длительного отрезка времени передается косинусоидальное напряжение с частотой f_1, то его спектр выразится одной линией (пунктир на рис. 1.8, *д*), т. е. для линии передачи потребуется бесконечно узкая полоса. Спектр этого сигнала, включаемого в момент времени $t=0$, является непрерывным (при $t<0$ напряжение равно нулю) и представлен заштрихованной областью на том же рисунке. Однако при частоте f_1 спектральная плотность $S(\Omega)=\infty$, в спектре среди всех бесконечно малых амплитуд гармонических составляющих содержится одна гармоника частоты с конечной амплитудой.

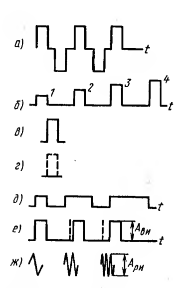


◀ Рис. 1.8. Спектры частот непериодических сигналов:

а — одного; *б* — трех; *в* — семи; *г* — скачка постоянного напряжения; *д* — одного периода синусоидального напряжения; *е* — радиоимпульса

Рис. 1.9. Импульсные признаки:

а — полярные; *б* — *г* — амплитудные; *д* — по длительности; *е* — по фазе; *ж* — по частоте



Аналогичная картина получается для радиоимпульса. Чем из большего числа периодов он состоит, т. е. чем длиннее импульс, тем меньше удельный вес составляющих с частотами $f<f_1$ и $f>f_1$ и меньше требуемая полоса пропускания. Как следует из рис. 1.8, *е*, спектр радиоимпульса расположен симметрично вокруг частоты несущей. Требуемая полоса частот для передачи радиоимпульса длительностью τ

$$\Delta F_{\text{ри}} = 2\mu/\tau. \qquad (1.17)$$

В заключение остановимся на так называемых импульсных признаках *q*, которые позволяют отличить один импульс от другого. Основные импульсные признаки представлены на рис. 1.9. Полярные признаки

(рис. 1.9, *а*) могут иметь только два значения: положительное и отрицательное ($q=2$). Число амплитудных признаков (рис. 1.9, *б*) теоретически может быть бесконечно большим. Однако на практике невозможно различить импульсы, отличающиеся друг от друга на малую величину, особенно при наличии помех, изменяющих амплитуду импульсов. Поэтому обычно используют только два признака ($q=2$): импульс есть (рис. 1.9, *в*) или импульса нет (рис. 1.9, *г*), т. е. в данный момент времени импульс может быть либо послан, либо нет. К так называемым временны́м признакам следует отнести признаки, основанные на изменении длительности импульса (рис. 1.9, *д*) и его фазы (рис. 1.9, *е*). Здесь число признаков может быть больше двух.

Разная частота заполнения радиоимпульса может служить одним из примеров частотного признака (рис. 1.9, *ж*).

Контрольные вопросы

1. Опишите связь между событием, сообщением и информацией.
2. Перечислите переносчики информации, используемые в телемеханике.
3. Дайте определение сигнала и приведите примеры его образования при использовании различных переносчиков.
4. В чем измеряется информация?
5. Объясните смысл энтропии.
6. Перечислите параметры последовательности видео- и радиоимпульсов.
7. Дайте определение спектра и полосы частот.
8. Укажите условия абсолютно точного и практически точного воспроизведения формы передаваемых импульсов.
9. Дайте примеры спектров частот импульсов различной формы.
10. Запишите формулы для полосы частот, необходимой для передачи последовательности видео- и радиоимпульсов.
11. Дайте примеры влияния ширины полосы частот на воспроизведение формы импульсов.
12. Укажите связь скважности и числа передаваемых гармоник в спектре.
13. Что такое бод?
14. Чем отличаются спектры одиночного импульса и последовательности импульсов?
15. Перечислите импульсные признаки.
16. Чему равна полоса ΔF для видео- и радиоимпульсов при $\tau=1$ с?

Глава 2. Квантование

Передача телемеханических сообщений осуществляется как непрерывными, так и дискретными сигналами. По ряду причин, о которых будет сказано в дальнейшем, в телемеханике все чаще используют дискретные сигналы. В частности, передача дискретными сигналами обеспечивает более высокую помехоустойчивость (см. гл. 5) и воспроизведение информации с большей точностью (см. гл. 14). В то же время первичные величины, которые снимаются с датчиков и подлежат передаче системами теле-

измерения, являются во многих случаях непрерывными и их необходимо преобразовать в дискретные. Замена непрерывной величины дискретной осуществляется с помощью *квантования.*

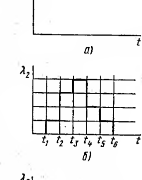
§ 2.1. Виды сообщений и квантование

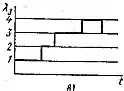
Величины, характеризующие производственный процесс, обычно принимают случайные значения, т. е. являются случайными. Если случайная величина может принимать конечное число значений, то ее называют *дискретной* или, точнее, дискретной по множеству. Если случайная величина может принимать бесконечное число значений, то ее называют *непрерывной* или непрерывной по множеству. Так как при управлении и контроле передаются сообщения о случайной величине, то и передаваемые сообщения о различных показателях производственного процесса по своему характеру можно разбить на две большие группы: непрерывные и дискретные. Например, уровень продукта (бензин, нефть и др.), который хранится в резервуарах нефтеперевалочных баз и отпускается потребителям, желательно измерять с максимальной точностью, так как ошибка в 1 мм при диаметре цистерны 10—12 м и вместимости 2000—5000 т влечет за собой недоотпуск или перерасход продукта примерно на 0,5 т. Такая большая точность требует передачи, как правило, непрерывных сообщений. Если же, например, об уровне продукта нужно передать лишь несколько значений — минимальное (резервуар пуст), максимальное (резервуар полон) и ряд промежуточных, то такие сообщения будут дискретными.

Сообщения в общем случае представляют собой случайную функцию времени. По виду функции различают следующие сообщения:

1) непрерывные по множеству и времени, или просто непрерывные (рис. 2.1, *а*). Функция $\lambda_1(t)$, описывающая такие сообщения, имеет непрерывное множество значений и изменяется непрерывно во времени; в телемеханике к таким сообщениям относятся так называемые текущие телеизмерения;

2) дискретные по множеству и времени, или просто дискретные (рис. 2.1, *б*). Функция $\lambda_2(t)$ может принимать в заранее заданные мо-





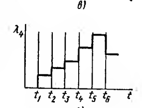


Рис. 2.1. Виды сообщений в системах управления:
а — непрерывные по множеству и времени; *б* — дискретные по множеству и времени; *в* — непрерывные по времени и дискретные по множеству; *г* — непрерывные по множеству и дискретные во времени

менты времени (t_1, t_2, ..., t_n) только определенные значения. Частным случаем таких сообщений являются двухпозиционные сообщения в телемеханике. Например, «открыто — закрыто», «пусто — наполнено» (телесигнализация) или «включить — отключить» (телеуправление), если изменение состояний происходит в дискретные моменты времени;

3) непрерывные по времени и дискретные по множеству (рис. 2.1,*в*). Функция $\lambda_3(t)$ может принимать заранее заданные значения и изменять их в произвольные моменты времени. Других значений, кроме 1, 2, 3, ..., т. е. находящихся между этими точками, функция принимать не может;

4) непрерывные по множеству и дискретные по времени (рис. 2.1,*г*). Функция $\lambda_4(t)$ изменяет свое значение в определенные фиксированные моменты времени (t_1, t_2, ..., t_n) и может принимать любые значения.

Итак, мы рассмотрели как сообщения, с которыми приходится иметь дело в телемеханике, так и переносчики, с помощью которых они передаются. Прежде чем переходить к изучению методов образования сигналов, остановимся на некоторых предварительных или первичных способах преобразования сообщений, так как в телемеханике непрерывные сообщения зачастую передаются дискретными сигналами. В частности, это имеет место в кодоимпульсных телеизмерениях, где непрерывная функция преобразуется сначала в дискретную и передается дискретными сигналами. Замена непрерывного сообщения дискретным осуществляется с помощью квантования, применяемого в телемеханике.

§ 2.2. Квантование по уровню

Квантование по уровню или по параметру — это процесс замены непрерывной функции ее отдельными значениями, отстоящими друг от друга на конечный интервал (уровень). При квантовании значение функции в произвольный момент времени заменяется ее ближайшим значением, называемым уровнем квантования. Интервал между двумя дискретными значениями уровней называется шагом квантования q.

Равномерное квантование по уровню. Процесс квантования по уровню функции $\lambda(t)$ иллюстрируется рис. 2.2, *а*. По оси ординат откладывается величина заранее выбранного шага квантования q и проводятся линии, параллельные оси времени, обозначающие уровни квантования. Переход с одного уровня на другой происходит, когда значение функции находится в середине интервала квантования, так как в этот момент абсолютная погрешность квантования $\Delta_{\text{к.у}}$ оказывается наибольшей. Действительно, если значение функции находится в середине между двумя уровнями (точки *а*, *б*, *в*, ...), то возникает неопределенность, так как функция равноудалена от обоих уровней. Так, например, если функция в точке *в* возрастает на бесконечно малое значение, то его целесообразно отнести к уровню *3*. Наоборот, значение функции, несколько меньшее значения в точке *в*, будет заменено уровнем *2*. Следовательно, процесс квантования осуществляют таким образом: интервалы квантования делят пополам и проводят пунктирные горизонтальные линии до их пересечения с квантуемой функцией. В точках пересечения, которые обозначают *а*, *б*, *в*, *г*, ..., значения

функции передаются наименее точно. В других точках возникает ошибка квантования $\Delta_{к.у}(t)$, равная разности между значением функции $\lambda(t)$ и ближайшим уровнем. Так как наименее точно функция передается в точке, находящейся между двумя уровнями квантования и отстоящей от них на половину интервала квантования $q/2$, то максимальная ошибка квантования по уровню

$$\Delta_{к.у max} = \pm q/2. \qquad (2.1)$$

Здесь $+q/2$ — максимальная положительная ошибка квантования, например от точки *в* до уровня *2*; $-q/2$ — максимальная отрицательная ошибка квантования, например от точки *в* до уровня *3*.

Погрешности квантования представлены на рис. 2.2,*б*, на котором по оси времени отложены отрезки уровней квантования, пересекаемые функцией. Так, функция между точками *н* и *а* пересекает уровень *2*. Этот уровень отложен на оси *t* (рис. 2.2, *б*) в виде отрезка функции *н — а*. На участке *а — б* функция не пересекает ни один из уровней, но, поскольку она проходит ближе к уровню *1*, отрезок этого уровня и откладывается на оси времени. На этом участке от точки *а* до точки *б* погрешность отсчитывается от уровня *1* и будет только положительной. На других участках имеется как положительная, так и отрицательная погрешности.

Таким образом, в результате квантования функции $\lambda(t)$, произведенного по определенному правилу, был отобран ряд ее дискретных значений в точках *а, б, в, г, ...* . Отбором точек и заканчивается собственно процесс квантования. Если же необходимо представить полностью форму функции, заменившей функцию $\lambda(t)$, поступают следующим образом.

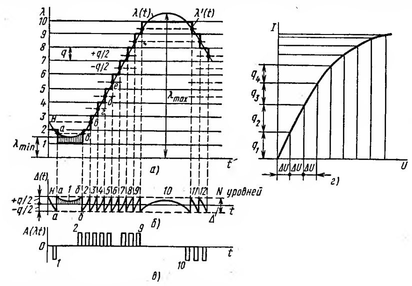


Рис. 2.2. Квантование сообщения по уровню:
а — квантование с постоянным шагом; *б* — погрешности квантования; *в* — сигналы при разностно-дискретной модуляции; *г* — квантование с переменным шагом

В точках *а, б, в, г*, ... проводят вертикальные отрезки (до их пересечения с уровнями), которые затем соединяют горизонтальными отрезками, в результате чего образуется ступенчатая квантованная функция $\lambda'(t)$. Из рис. 2.2, *а* следует, что квантованная ступенчатая функция $\lambda'(t)$ как бы обходит с двух сторон (выше и ниже) непрерывную функцию $\lambda(t)$. Это позволяет рассматривать квантование как результат наложения на функцию $\lambda(t)$ помехи Δt, которую называют шумом или помехой квантования.

Как следует из рис. 2.2,*а*, число уровней квантования N на единицу больше числа интервалов $N-1$. Если сообщение $\lambda(t)$ ограничено диапазоном от λ_{min} до λ_{max}, то

$$N-1=(\lambda_{max}-\lambda_{min})/q. \tag{2.2}$$

При $\lambda_{min}=0$

$$N=(\lambda_{max}/q)+1. \tag{2.3}$$

Что касается точности преобразования (квантования), то обычно она задается в виде приведенной относительной погрешности $\delta_{к.у}$ (в процентах). По определению, $\delta_{к.у}=(\Delta_{к.у}\cdot 100)/(\lambda_{max}-\lambda_{min})$. При описанном методе квантования (рис. 2.2,*б*) погрешность не может превышать $q/2$. Таким образом, считая $\lambda_{min}=0$, что достигается соответствующим расположением осей координат, получим

$$\delta_{к.у}=(q\cdot 100)/(2\lambda_{max}) \tag{2.4}$$

и шаг квантования

$$q=2\lambda_{max}\,\delta_{к.у}/100. \tag{2.5}$$

Пример 2.1. Предположим, что необходимо произвести квантование непрерывной функции, изменяющейся от 0 до 100 В, с точностью $m_{к.у}=1$ %. Согласно (2.5), $q=2$ В. Из (2.3) определяем, что необходим 51 уровень квантования. Такое число уровней устанавливается, если измерение в данной точке производят до ближайшего уровня (нижнего или верхнего). При схемной реализации квантования отсчет часто производят до какого-нибудь одного уровня (только нижнего или только верхнего). В этом случае для обеспечения точности квантования в 1 % от 100 В число уровней следует взять равным 101.

Замена действительного значения функции ее ближайшим значением создает погрешность квантования, которая может принимать любые значения от $-q/2$ до $+q/2$ (рис. 2.2,*б*). При достаточно большом числе уровней квантования N распределение погрешности квантования в пределах от $-q/2$ до $+q/2$ будет равномерным независимо от закона распределения самой функции $\lambda(t)$. Среднеквадратичное значение погрешности квантования по уровню

$$\Delta_{к.у.ск}=q/(2\sqrt{3}), \tag{2.6}$$

т. е. в $\sqrt{3}$ раз меньше максимальной ошибки.

Неравномерное квантование по уровню. Рассмотренное квантование производилось с постоянным шагом q, вследствие чего квантованная функция состояла из одинаковых по высоте ступенек. Однако некоторые функции, подлежащие квантованию, изменяются, так что их целесообраз-

но квантовать с различными приращениями уровней, т. е. с переменным шагом квантования $q_1, q_2, ..., q_n$. Так, на рис. 2.2,*г* показана нелинейная зависимость тока I от напряжения U. Если при измерении желательно получить равномерную шкалу напряжений, то отсчет по току надо вести с переменным шагом q, уменьшая его с ростом амплитуды. Могут быть и другие варианты изменения шага квантования. Так, например, если необходимо получить более точные значения в какой-либо части квантуемой функции, то в этом диапазоне шаг квантования следует уменьшить.

Восстановление функции, квантованной по уровню. Квантование по уровню осуществляется для последующей передачи с помощью дискретных сигналов.

На приемной стороне принятая квантованная функция в своем первоначальном («непрерывном») виде обычно не восстанавливается, хотя в принципе это возможно путем ступенчатой, линейной или более сложной интерполяции. О различных способах интерполяции будет сказано позже.

§ 2.3. Квантование по времени (дискретизация)

Если замена непрерывной функции ее отдельными значениями производится в определенные моменты времени, то этот процесс называется квантованием по времени, или дискретизацией. На рис. 2.3,*а* показано, что ось времени делится на интервалы, отстоящие друг от друга на один и тот же шаг квантования Δt. Далее проводят вертикальные линии до пересечения с квантуемой функцией. В точках *1*; *2*, *3*, ..., *9* и определяются значения функции начиная с λ_0. Это значит, что в интервале T непрерывная функция $\lambda(t)$ будет передаваться не бесконечным рядом значений, а всего лишь десятью значениями. Нахождением точек, определяющих значение непрерывной функции в дискретные моменты времени, собственно процесс квантования по времени и заканчивается. В том случае, если необходимо получить квантованную функцию, осуществляют один из видов интерполяции, например ступенчатую, при которой из точек *0*, *1*, *2*, ..., *9* проводят горизонтальные линии до пересечения с вертикальными линиями, т. е. линии *0—1′*, *1—2′* и т. д. Далее точки *1′—1*, *2′—2*, *3′—3*, ... соединяют и получают ломаную квантованную функцию $\lambda'(t)$. О функции $\lambda''(t)$ (пунктир на рисунке) будет сказано в § 13.8.

Очевидно, чем больше дискретных значений передается за время T, т. е. чем меньше шаг квантования Δt, тем с большей точностью будет восстановлена на приемной стороне функция $\lambda'(t)$. Однако это потребует расширения полосы пропускания канала связи. В то же время при чрезмерно большом шаге квантования воспроизводимая функция будет сильно искажена.

Шаг квантования можно определить из теоремы Котельникова, смысл которой заключается в следующем: любая непрерывная функция, спектр которой ограничен частотой F_{max}, может быть полностью восстановлена по ее дискретным значениям, взятым через интервалы времени

$$\Delta t \leqslant 1/(2F_{max}). \qquad (2.7)$$

Однако имеется ряд затруднений для практического применения этой теоремы, связанных с тем, что все сообщения, передаваемые в телеме-

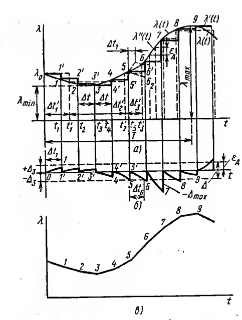


Рис. 2.3. Квантование сообщения по времени:

а — квантование и восстановление функции ступенчатой интерполяцией; *б* — погрешности квантования; *в* — восстановление функции линейной интерполяцией

ханикс, ограничены во времени. Это обычно видео- или радиоимпульсы длительностью τ, у которых согласно (1.7) и (1.15) спектр бесконечен. Поэтому представляет значительные трудности выбор значения F_{max} в (2.7) для функций, ограниченных во времени. Так, например, если передавать синусоидальное напряжение с частотой 50 Гц бесконечно долго во времени, то согласно (2.7) для восстановления его формы на приеме достаточно передать за период лишь два импульса, соответствующих амплитудным значениям: один — положительной полуволне, другой — отрицательной. Если же передавать синусоидальное напряжение в конечном отрезке времени, например так, как показано на рис. 1.8, *е*, то для восстановления формы этого радиоимпульса необходимы уже не два, а значительно больше импульсов, хотя точно указать их число невозможно ввиду того, что спектр частот радиоимпульсов бесконечен.

Следует указать, что это ограничение для применения условия (2.7) в телемеханике не является решающим, так как квантование в телемеханике используется главным образом для телеизмерений, где передаваемые функции в большинстве случаев плавно изменяются во времени и имеют достаточно сосредоточенный спектр.

Практически теорему Котельникова можно применять с поправкой

$$\Delta t \approx 1/(\eta 2F_{max}), \tag{2.8}$$

где η — коэффициент, зависящий от точности воспроизведения функции и способа интерполяции; при линейной интерполяции $\eta_{л}=0{,}75/\sqrt{\delta}$, при ступенчатой $\eta_{ст}=(3\div5)\eta_{л}$ (δ — относительная погрешность в процентах).

Существует и другой подход к определению шага квантования исходя из задаваемого значения погрешности. Для примера на рис. 2.3,*б* изображены в виде фигур, близких к треугольникам, значения абсолютных погрешностей, возникающих при квантовании. Эти фигуры подобны фигурам на рис. 2.3, *а*. Так, кривая *0—1* (рис. 2.3, *а*) изображена на рис. 2.3, *б* зеркально, поскольку она расположена выше горизонтальной *0—1'*, вследствие чего при передаче возникает положительная погрешность $+\Delta_3$. На том же рис. 2.3, *б* показано, что заданное значение абсолютной погреш-

ности Δ_3 на одном участке нарастания функции $\lambda(t)$ достигается за период Δt_1, на другом — за период Δt_6, а на некоторых участках она оказывается меньше заданной (например, на участке *2'—3'*). Это зависит от скорости нарастания функции $\lambda' = d\lambda/dt$. Очевидно, следует выбрать такой шаг квантования, который соответствует максимальной скорости нарастания функции $\dot{\lambda}_{max}$. Из рис. 2.3, *а* следует, что если бы на участке *5—6* имелся всплеск функции (пунктир), то выбранный шаг квантования Δt оказался бы излишне большим и этот всплеск не был бы восстановлен, т. е. следовало бы взять шаг $\Delta t'$.

Из рис. 2.3, *б* следует, что

$$\Delta t = \Delta_{к\,в} / \dot{\lambda}_{max}. \tag{2.9}$$

Если считать, что максимальная скорость нарастания сохраняется во всем диапазоне изменения сообщения от нуля до максимального значения, то минимальное время изменения сообщения во всем диапазоне

$$T = \lambda_{max} / \dot{\lambda}_{max}. \tag{2.10}$$

Величина абсолютной погрешности Δ показана на рис. 2.3,*б*. Здесь, как и при квантовании по уровню, в расчетах следует учитывать или $+\Delta_3$, или $-\Delta_3$, т. е. в среднем $\Delta/2$. Это значит, что $\delta = (\Delta \cdot 100)/(2\lambda_{max})$. Подставляя отсюда значение Δ в (2.9), а $\dot{\lambda}_{max}$ из (2.10), получаем

$$\Delta t = 2\delta_{к\,п} T / 100. \tag{2.11}$$

Формула выведена с учетом восстановления функции ступенчатой интерполяцией. Она аналогична формуле (2.5) с той лишь разницей, что λ_{max} заменена T, так как функция квантуется по времени.

Пример 2.2. Найти Δt при квантовании синусоидального напряжения частотой $F = 50$ Гц. Погрешность при восстановлении функции $\delta = 1$ %. Согласно (2.7), $\Delta t = 1/(2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}) = 10$ мс, т. е. в идеальном случае каждую полуволну синусоиды можно передавать лишь одним значением [период $T = 1/(50 \cdot 10^{-3}) = 20$ мс]. Если согласно (2.8) для линейной интерполяции $\eta_л = 0{,}75/\sqrt{0{,}01} = 7{,}5$, то для ступенчатой интерполяции $\eta_{ст} = 25$ и $\Delta t_{ст} = 1/(25 \cdot 2 \cdot 50 \cdot 10^{-3}) = 0{,}4$ мс. Тот же результат получается и из (2.11). Действительно, $\Delta t = (2 \cdot 1 \cdot 20)/(100 \cdot 0{,}4) = 0{,}4$ мс.

Таким образом, при заданной точности восстановления каждый полупериод синусоиды следует передавать не одним значением, а примерно 25 при ступенчатой интерполяции и 7,5 при линейной. Заметим: расчет выполнен из условия, что синусоидальное напряжение передается в течение определенного промежутка времени с конечным числом периодов.

Восстановление функции, квантованной по времени. Восстановить квантованную по времени функцию на приемной стороне можно с помощью ступенчатой или линейной интерполяции либо методом Котельникова. Чаще всего применяют ступенчатую интерполяцию и наиболее редко — фильтрацию по Котельникову. Ступенчатая интерполяция на рис. 2.3,*а* выполнена запоминающими устройствами, сохраняющими значения функции $\lambda(t_i)$ до появления следующего значения $\lambda(t_{i+1})$.

Погрешность ступенчатой интерполяции изображена на рис. 2.3,*б*. Под погрешностью интерполяции понимают разность δ_i между мгновенными значениями восстановленного и исходного сигналов, взятых в одни и те

же моменты времени. Максимальная погрешность возникает в точках $1''$, $2'$, ..., $9'$. В общем случае задаются среднеквадратичные значения этой погрешности

$$\delta_{ск} = \sqrt{(\delta_1^2 + \delta_2^2 + ... + \delta_n^2)/n}, \tag{2.12}$$

где n — число замеров. Погрешность равна нулю в точках 1, 2, ..., 9.

При восстановлении квантованной функции по Котельникову нужно знать все дискретные точки как предыдущие, так и последующие, или во всяком случае для практической реализации должно быть известно несколько точек до и после интервала, в котором происходит интерполяция. Знание последующих точек возможно лишь в системах, допускающих запаздывание в передаче информации. Большинство телемеханических систем работает в реальном масштабе времени и не допускает запаздывания. В таких системах приходится использовать ступенчатую интерполяцию, так как для линейной интерполяции нужно знать наперед хотя бы одну точку, что требует запаздывания. Действительно, если, например, известно значение функции в момент времени t_5 (точка 5 на рис. 2.3,a), то при ступенчатой интерполяции заранее известно, что через шаг Δt значение функции будет тем же (точка $6'$). Каким оно будет при линейной интерполяции через шаг Δt, неизвестно: значение то ли возрастет (точка 6), то ли уменьшится (точка 6_2).

Иногда восстановление функции, квантованной по времени, с шагом, подсчитанным по теореме Котельникова, производят с помощью фильтра нижних частот, который выделяет постоянную и низкочастотные составляющие, соответствующие спектру передаваемой функции. Однако при этом возникают погрешности из-за того, что амплитудно-частотная характеристика реального фильтра отличается от характеристики идеального фильтра. Восстановление с помощью фильтра целесообразно, если спектр передаваемой функции сосредоточен в области нуля по оси частот.

§ 2.4. Квантование по уровню и по времени

При квантовании по уровню переход с одного дискретного уровня на другой происходит в различные моменты времени. Это значит, что передаваемые значения могут следовать друг за другом с переменным шагом Δt. При квантовании по времени найденные значения непрерывной функции в дискретные моменты времени чередуются через строго определенный интервал времени Δt (шаг квантования), но имеют различную амплитуду (уровень).

В некоторых случаях квантование осуществляется с заданными шагами как по времени, так и по уровню. На рис. 2.4,a показано, как производится квантование по уровню и по времени функции $\lambda(t)$. Сначала проводят линии, параллельные оси λ, с шагом Δt, затем уровни с шагом q, параллельные оси времени. Квантование осуществляют заменой через шаг Δt значений функции $\lambda(t)$ ближайшим дискретным уровнем. Этот уровень и является тем дискретным значением, которое заменяет значение функции в данный дискретный момент времени. Таким образом, как и в предыдущих случаях, квантование сводится к нахождению точек функции

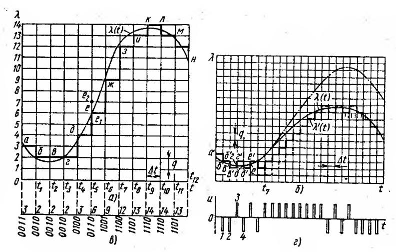


Рис. 2.4. Квантование:
а — по уровню и времени; *б* — дифференциальное; *в* — кодоимпульсная модуляция; *г* — Δ-модуляция

или ближайших к ней, определяющих дискретные значения, которыми она заменяется. Проследим по рис. 2.4,*а*, как находят эти точки.

В начальный момент ближайшим к значениям функции будет уровень *3* (точка *а*), в момент времени t_1 — уровень *2* (точка *б*), в момент времени t_2 — снова уровень *2* (точка *в*). Далее следуют точки *г, д, е, ...*, причем в каждый дискретный момент времени отмечают только одну, ближайшую к $\lambda(t)$ точку (например, в момент времени t_5 проставляют именно точку *е* как ближайшую к кривой, а не точку e_1 или e_2).

Таким образом, следует придерживаться правила — в каждый момент времени заменять функцию ее ближайшим дискретным значением. Однако, как следует из рис. 2.4,*а*, эти дискретные значения соответствуют определенным уровням, т. е. точки проставляют только на пересечениях горизонтальных и вертикальных линий, но не между ними и не обязательно на кривой.

Если необходимо представить себе ступенчатую ломаную линию, которая в результате квантования заменяет непрерывную функцию, все полученные точки следует соединить так, как сделано на рис. 2.4,*а*. При этом нужно придерживаться правила, сформулированного при квантовании по времени: из выбранных точек (*а, б, в, ...*) сначала провести горизонтальные линии вправо на шаг квантования, т. е. до пересечения их с вертикальными (при этом запоминается предыдущее значение функции), а далее горизонтальные отрезки соединить вертикальными. Иными словами, производится *ступенчатая интерполяция.*

Погрешности, возникающие от одновременного квантования по уровню и по времени, сначала находят поочередно для каждого из видов квантования. Суммарная ошибка

$$\Delta_{\text{к в ч}} = \sqrt{\Delta^2_{\text{к у}} + \Delta^2_{\text{к.в.}}}. \qquad (2.13)$$

Если сравнить рис. 2.3, *а* и 2.4, *а*, на которых разными способами проквантована одна и та же непрерывная функция, то можно обнаружить разницу в ступенчатых функциях. В большинстве случаев узловые точки (*а*, *б*, *в*, ...) ломаной (рис. 2.4,*а*) лежат не на непрерывной кривой, как на рис. 2.3,*а*. Такое отставание или опережение квантованной функции увеличивает погрешность квантования.

§ 2.5. Дифференциальное квантование

Дифференциальное квантование применяют при Δ-модуляции. Как и при квантовании по уровню и по времени, расчерчивают сетку из вертикальных и горизонтальных линий (по горизонтали — с шагом Δt, по вертикали — с шагом q). Переход с уровня на уровень (скачки через уровень здесь отсутствуют) осуществляется через интервал Δt по следующему правилу: если значение функции $\lambda(t)$ больше дискретного значения $\lambda'(t)$ в предыдущем шаге, то происходит переход на ближайший более высокий дискретный уровень. Если текущее значение $\lambda(t)$ меньше дискретного значения в предыдущем шаге, то происходит переход на более низкий дискретный уровень. Из рис. 2.4,*б* следует, что в точке *б* значение функции $\lambda(t)$ меньше значения функции $\lambda'(t)$ в точке *а'*, поэтому значение дискретной функции переходит в точку *б'*. В точке *в* значение функции $\lambda(t)$ снова меньше значения функции $\lambda'(t)$ в точке *б'*, поэтому квантованная функция переходит на уровень ниже, в точку *в'*. В точке *г* значение функции $\lambda(t)$ уже выше значения функции $\lambda'(t)$ в точке *в'*, а функция $\lambda'(t)$ повышает свое значение до точки *г'*. Значение квантуемой функции в точке *д* меньше значения функции $\lambda'(t)$ в точке *а'*, и эта функция делает скачок в точку *д'*. Так как в точке *е* функция $\lambda(t)$ получает прирост, то и функция $\lambda'(t)$ делает скачок в точку *е'*.

На рис. 2.4,*г* показано, что отрицательные импульсы проставляются при отрицательной ошибке, а положительные — при положительной. Этот ряд импульсов соответствует производной $d\lambda'(t)/dt$ и представляет собой результат дифференциального квантования функции $\lambda(t)$ с приращениями Δ.

Характерно, что при быстрых изменениях функции $\lambda(t)$ возможно отставание ступенчатой функции от непрерывной (рис. 2.4,*б*) вследствие того, что по условиям квантования не разрешается переход более чем на один уровень в отличие от квантования по уровню и по времени, где возможен переход на несколько уровней. Чем круче кривая, тем больше отставание функции $\lambda'(t)$ от $\lambda(t)$. Это легко проверить, если квантовать функцию $\lambda(t)$, обозначенную штрихпунктиром на рис. 2.4,*б*. Заметим, что для уменьшения отставания необходимо уменьшать шаг квантования Δt или увеличивать q. Вследствие такого возможного отставания погрешность дифференциального квантования больше, чем при других видах квантования:

$$\Delta_{\text{к.д ск}} = 2q/\sqrt{3}. \quad (2.14)$$

Это означает, что ошибка при дифференциальном квантовании в четыре раза превышает ошибку при обычном квантовании по уровню. К недостаткам дифференциального квантования следует отнести также накопле-

ние ошибок от искажения за счет помех в канале связи (см. гл. 5). Преимуществом дифференциального квантования является то, что квантованная функция может передаваться импульсами с полярными признаками.

Контрольные вопросы

1. Перечислите виды сообщений.
2. Что такое квантование?
3. Произведите квантование по уровню с равномерным шагом кривой на рис. 2.2,*г*.
4. В чем смысл теоремы Котельникова и какие необходимы поправки к ней?
5. Произведите квантование по времени кривой на рис. 4.3,*б*.
6. Найдите шаг квантования по времени синусоидального напряжения, считая, что погрешность при восстановлении функции равна 2 %.
7. Произведите квантование по уровню и по времени кривой на рис. 2.3,*а*.
8. Произведите дифференциальное квантование кривой на рис. 2.3,*а*.

Глава 3. Кодирование

После того как непрерывное сообщение с помощью квантования преобразовано в дискретное сообщение, его необходимо передать по каналу связи. При этом передача должна осуществляться без искажений или с минимальными искажениями.

Кодирование — преобразование дискретного сообщения в дискретный сигнал, осуществляемое по определенному правилу. Обратный процесс — декодирование — это восстановление дискретного сообщения по сигналу на выходе дискретного канала, осуществляемое с учетом правила кодирования [34].

Код — совокупность условных сигналов, обозначающих дискретные сообщения (ГОСТ 26.014—81). Кодовая последовательность (комбинация) — представление дискретного сигнала [34].

Кодирование нашло широкое применение в современных системах телемеханики при защите передаваемой информации от помех. Развитию кодирования в телемеханике способствует также все возрастающая тенденция использования кодоимпульсных систем телеизмерения (см. гл. 4 и 13).

§ 3.1. Основные понятия. Передача кодовых комбинаций

Ранее мы встречались с кодированием на примере переключения стрелок. Рассмотрим теперь сам принцип кодирования. Предположим, что требуется передать большое число сообщений, например тысячу команд телеуправления по двум проводам. Для того чтобы отличить одну команду от другой, все команды следует пронумеровать в десятичной системе счисления, например команда № 5 — это сообщение 5, команда № 999 — сообщение 999 и т. п. Для практического осуществления такой передачи команды можно передавать, например, видео- или радиоимпульсами, которые должны отличаться друг от друга, чтобы на

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Множитель
2,2	1,390	1,355	1,321	1,287	1,255	1,222	1,191	1,160	1,130	1,101	10^{-2}
2,3	1,072	1,044	1,017	0,9903	0,9642	0,9387	0,9137	0,8894	0,8656	0,8424	10^{-2}
2,4	8,198	7,976	7,760	7,549	7,344	7,143	6,947	6,756	6,569	6,387	10^{-3}
2,5	6,210	6,037	5,868	5,703	5,543	5,386	5,234	5,085	4,940	4,799	10^{-3}
2,6	4,661	4,527	4,396	4,269	4,145	4,025	3,907	3,793	3,681	3,573	10^{-3}
2,7	3,467	3,364	3,264	3,167	3,072	2,980	2,890	2,803	2,718	2,635	10^{-3}
2,8	2,555	2,477	2,401	2,327	2,256	2,186	2,118	2,052	1,988	1,926	10^{-3}
2,9	1,866	1,807	1,750	1,695	1,641	1,589	1,538	1,489	1,411	1,395	10^{-3}
3,0	1,350	1,306	1,264	1,223	1,183	1,144	1,107	1,070	1,035	1,001	10^{-3}
3,1	9,676	9,354	0,043	8,740	8,447	8,164	7,888	7,622	7,364	7,114	10^{-4}
3,2	6,871	6,637	6,410	6,190	5,976	5,770	5,571	5,377	5,190	5,009	10^{-4}
3,3	4,834	4,665	4,501	4,342	4,189	4,041	3,897	3,758	3,624	3,495	10^{-4}
3,4	3,369	3,248	3,131	3,018	2,909	2,803	2,701	2,602	2,507	2,415	10^{-4}
3,5	2,326	2,241	2,158	2,078	2,001	1,926	1,854	1,785	1,718	1,653	10^{-4}
3,6	1,591	1,531	1,473	1,417	1,363	1,311	1,261	1,213	1,166	1,121	10^{-4}
3,7	1,078	1,036	0,9961	0,9574	0,9201	0,8842	0,8496	0,8162	0,784	0,7532	10^{-4}
3,8	7,235	6,948	6,673	6,407	6,152	5,906	5,669	5,442	5,223	5,012	10^{-5}
3,9	4,810	4,615	4,427	4,247	4,074	3,908	3,747	3,594	3,446	3,304	10^{-5}
4,0	3,167	3,036	2,910	2,789	2,673	2,561	2,454	2,351	2,252	2,157	10^{-5}
4,1	2,066	1,978	1,894	1,814	1,737	1,662	1,591	1,523	1,458	1,395	10^{-5}
4,2	1,335	1,277	1,222	1,168	1,118	1,069	1,022	0,9774	0,9345	0,8934	10^{-5}
4,3	8,540	8,163	7,801	7,455	7,124	6,807	6,503	6,212	5,934	5,668	10^{-6}
4,4	5,413	5,169	4,935	4,712	4,498	4,294	4,098	3,911	3,732	3,561	10^{-6}
4,5	3,398	3,241	3,092	2,949	2,813	2,682	2,558	2,439	2,325	2,216	10^{-6}
4,6	2,112	2,013	1,919	1,828	1,742	1,660	1,581	1,506	1,434	1,366	10^{-6}
4,7	1,301	1,239	1,179	1,123	1,069	1,017	0,9680	0,9211	0,8765	0,8339	10^{-6}
4,8	7,933	7,547	7,178	6,827	6,492	6,173	5,869	5,580	5,304	5,042	10^{-7}

приеме их можно было различить и направить к своим объектам. При малом числе команд можно было бы воспользоваться импульсными признаками, представленными на рис. 1.9,*б*, так, чтобы, например, команда №1 соответствовала импульсу 1, команда № 2 — импульсу 2, команда № 3 — импульсу 3 и т. п. Команда № 12 будет передаваться комбинацией импульсов 1 и 2, команда № 34 — комбинацией импульсов 3 и 4 и т. п. Число возможных сообщений при таком способе кодирования $N=10^n$, где 10 — основание кодовой комбинации, а n — ее длина, или *длина слова*. В данном случае, чтобы получить $N=999$, следует взять $n=3$. Однако в десятичной системе счисления число импульсных признаков оказывается излишне большим, что может привести к ошибкам при различении команд. Наличие помех изменяет амплитуду импульсов.

Число импульсных признаков можно уменьшить до двух, применяя для нумерации команд двоичную систему счисления. Но при этом возрастает длина слова или число разрядов n. В нашем примере для передачи 1000 сообщений n должно быть не менее 10, тогда $N=2^{10}=1024$. Таким образом, в общем случае

$$N=q^n, \tag{3.1}$$

где q — *основание кода*, или число признаков.

Если число признаков $q=2$ (0 и 1, а и б), то такие коды называют двоичными (бинарными), или двухпозиционными. Коды, у которых $q\geqslant 3$, являются многопозиционными, или недвоичными — небинарными (троичными, четвертичными и т. п.).

Оказывается, надежность передачи значительно увеличивается при уменьшении числа и усилении различия признаков, несмотря на увеличение длины слова. Поэтому в настоящее время применяют, за редким исключением, двоичные коды ($q=2$). Импульсные признаки для передачи таких кодов могут быть довольно разнообразными (табл. 3.1). Так, 1 может передаваться, например, или наличием импульса с амплитудой A,

Таблица 3.1

Импульсные признаки, используемые для передачи двоичных кодов

Передача	Импульсные признаки									
	Амплитудные			Широтные			Полярные	Частотные		Фазовые
1	A			τ						
0	—	—		τ_1						

или импульсом длительностью τ, а 0 — отсутствием импульса или импульсом длительностью τ_1. Могут быть использованы и другие импульсные признаки.

Комбинации двоичного кода можно записывать также буквами. Например, комбинация 10101 запишется как абаба. Таким образом, любая кодовая комбинация содержит определенный набор элементов или символов (1 и 0, а и б), которые называются буквами алфавита, а весь набор

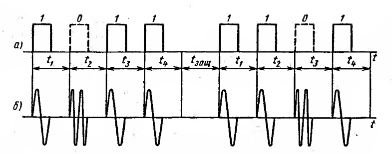


Рис. 3.1. Последовательная передача кодовых комбинаций:
а — видеоимпульсами; *б* — радиоимпульсами

букв образует *алфавит кода*. Если для двоичного кода алфавит состоит только из двух символов, то для троичного кода их число увеличивается до трех (а, б, в, или 1, 2, 3), а в десятичном коде оно равно десяти.

Таким образом, основание кода q — это количество признаков или число букв (цифр). Кодовая комбинация, составленная из n символов или n элементов, называется *кодовым словом* (кодовым блоком), имеющим длину n или число разрядов n. Если длина всех кодовых комбинаций одинакова, то такие коды называют равномерными (комплектными). Например, код 001, 011, 101 является комплектным, а код 1, 11, 101 — некомплектным, так как слева от единиц нули не приписаны. В телемеханике обычно используют только равномерные коды. В двоичных кодах применяют также термин «вес кода», под которым понимают число единиц в кодовой комбинации. Так, вес кода 1101 равен трем, а вес кода 1000 — единице.

Передачу кодовых комбинаций можно осуществить последовательно во времени (коды с временны́м разделением символов) или параллельно, т. е. одновременно во времени. В последнем случае передача должна осуществляться по нескольким проводам или с использованием частотных признаков для разделения элементарных сигналов.

Рассмотрим последовательную передачу кодовых комбинаций. Предположим, что необходимо передать две четырехразрядные кодовые комбинации 1011 и 1101, представленные на рис. 3.1. При этом каждый разряд передается в отведенном для него интервале времени видеоимпульсами (рис. 3.1,*а*) или радиоимпульсами (рис. 3.1,*б*). В данном примере использована обычная амплитудная манипуляция (см. гл. 4), при которой 1 передается частотой f_1, а 0 — частотой f_2. Последовательно во времени обе комбинации будут переданы в линию с некоторым защитным интервалом $t_{защ}$, отделяющим одну комбинацию от другой.

Для передачи кодовых комбинаций параллельно во времени каждому разряду присваивается своя частота (табл. 3.2): первому (младшему) разряду — f_1, второму — f_2, третьему — f_3 и четвертому — f_4.

Однако признаки у каждого разряда должны быть не частотными, т. е. когда 1 передается одной частотой, 0 — другой, а амплитудными или по длительности радиоимпульса. Если, например, принять признаки амплитудными, то число признаков будет равно двум: «да» — есть им-

Таблица 3.2

Параллельная передача кодовых комбинаций

Номер и частота разряда	Номер кодовой комбинации и время ее передачи	
	1	2
	t_1	t_2
1-f_1 —	1	1
2-f_2 —	0 —	1
3-f_3 —	1	0 —
4-f_4 —	1	1

пульс, «нет» — нет импульса. В табл. 3.2 показана передача двух кодовых комбинаций с различными частотами и амплитудными признаками. Первая комбинация передается в течение первого интервала времени t_1, т. е. частоты f_1, f_3 и f_4 передаются одновременно. В течение времени t_2 передаются частоты f_1, f_2 и f_4 для посылки комбинации 1101.

Все изложенные сведения относятся к любым кодам, как двоичным, так и недвоичным. В дальнейшем будем рассматривать только двоичные коды, как наиболее употребительные. О недвоичных кодах кратко будет сказано в конце этой главы.

§ 3.2. Системы счисления и математические операции с двоичными числами

Методика построения кодов тесно связана с соответствующими системами счисления. Поэтому кратко рассмотрим существующие системы счисления вообще и двоичную систему в частности, поскольку возникшие на ее основе двоичные коды получили наиболее широкое распространение в телемеханике.

Построение любой системы счисления начинается с выбора ее о с н о в а н и я, т. е. того количества цифр, из комбинаций которых можно получить любое число. Так, сущность десятичной системы счисления заключается в том, что, располагая десятью цифрами (от 0 до 9), можно записать любое из чисел. Десять — уже двузначное число, которое записывается единицей в разряде десятков и нулем в разряде единиц. По этому принципу можно построить систему счисления из любого числа цифр, например из восьми (табл. 3.3). В той же таблице приводится так называемая римская (пятеричная) система, которая позволяет объяснить, как строятся различные системы счисления.

В основу двоичной системы положены лишь два числа: 0 и 1. Десятичное число 2 передается как 10 (заметим, что это сочетание 1 и 0 в десятичной системе выражало число 10, в восьмеричной — 8, а в пятеричной — 5). Число 3 может быть представлено как сумма $2+1$, т. е. $10+1=11$, число $2^2=4$ — как $(10)^2=100$, число 5 — как $100+1=101$ и т. д.

Широко используемая десятичная система счисления имеет слишком много цифр для запоминания и воспроизведения в электронных устрой-

Системы счисления

Десятичная	Восьмеричная	Пятеричная	Двоичная	Десятичная	Восьмеричная	Пятеричная	Двоичная
0	0	0	0	9	11	14	1001
1	1	1	1	10	12	20	1010
2	2	2	10	11	13	21	1011
3	3	3	11	12	14	22	1100
4	4	4	100	13	15	23	1101
5	5	10	101	14	16	24	1110
6	6	11	110	15	17	30	1111
7	7	12	111	16	20	31	10000
8	10	13	1000				

ствах. Восьмеричную систему счисления применяют при составлении программ, так как запись по ней примерно в три раза короче, чем по двоичной системе ($2^3=8$).

Двоичная система счисления нашла широкое применение в вычислительной технике, где за счет применения в ней только двух цифр (0 и 1) легко осуществляются арифметические операции. Схемная реализация операции с двоичными числами проста. Это объясняется тем, что многие устройства, используемые в вычислительной технике и телемеханике, являются устройствами релейного действия (электромеханические реле, триггеры, лампы тлеющего разряда, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса и др.), т. е. обладают двумя устойчивыми состояниями, соответствующими 1 или 0.

Перевод десятичного числа в двоичное и обратно. Для этого следует воспользоваться общими правилами перевода из одной системы счисления в другую, т. е. поделить исходное число на основание второй системы счисления, а затем частное от деления снова поделить на то же основание до получения в частном единицы. Остатки при каждом акте деления образуют число в новой системе счисления.

Для перевода десятичного числа в двоичное десятичное число делят на два, остаток записывают, а полученное частное снова делят на два. Далее остаток снова записывают, а частное вновь делят на два. Деление на два продолжают до тех пор, пока частное не станет равно единице. Эта единица и полученные остатки выписываются и образуют двоичное число, которое соответствует исходному десятичному. Например, число 29 будет переводиться в двоичную систему счисления следующим образом:

Делимое	Делитель	Частное	Остаток
29	2	14	1
14	2	7	0
7	2	3	1
3	2	1	1

В итоге получим число 11101, которое записываем так: сначала последнюю единицу частного, а затем все остатки начиная снизу.

Для перевода двоичного числа в десятичное нужно удваивать числа начиная со старшего разряда, придерживаясь следующих правил: 1) если в следующем разряде стоит нуль, то число только удваивается; 2) если в следующем разряде стоит единица, то число удваивается и к нему прибавляется еще единица. Для примера переведем в десятичный эквивалент двоичное число 11101. Первую единицу удвоим и, прибавив к результату 1, получим 3. Далее удвоим 3 и, прибавив 1, получим 7. Удвоив 7, получим 14. И наконец, удвоив 14 и прибавив 1, получим 29, т. е.

1	1	1	0	1
	3	7	14	29

Перевод можно получить также путем подписывания под двоичным числом его десятичного эквивалента. Далее производят суммирование всех разрядов в десятичном эквиваленте, в которых стоит единица. Например, двоичное число

1	1	0	1	0	1
2^5	2^4	2^3	2^2	2^1	2^0
32	16	0	4	0	1

в десятичном эквиваленте равно 53.

Как указывалось, эти способы прямого и обратного переводов являются общими и для других систем счисления. Например, то же число 29 переводится в троичную систему счисления следующим образом:

29	3	9	2
9	3	3	0
3	3	1	0

В итоге получается число 1002. Обратный перевод аналогичен:

1	0	0	2
3^3	3^2	3^1	3^0
27	0	0	2=29

Запись кодовых комбинаций в виде многочлена. Любое число в системе счисления с основанием X можно представить в виде многочлена. Так, n-разрядное число запишется в виде

$$F(X)=a_nX^{n-1}+a_{n-1}X^{n-2}+\dots+a_2X^1+a_1X^0, \tag{3.2}$$

где a — цифровые знаки, имеющие значения от 0 до $X-1$.

В десятичной системе счисления $X=10$, a — это цифры 0, 1, 2, ..., 9. Например, четырехзначное число 4357 запишется как

$$F(10)=4\cdot10^3+3\cdot10^2+5\cdot10^1+7\cdot10^0=4357.$$

В двоичной системе счисления, где $X=2$, коэффициенты a принимают только одно из двух значений: 1 или 0. Двоичное число 10101001 в десятичном эквиваленте запишется таким образом:

$$F(2)=1\cdot2^7+0\cdot2^6+1\cdot2^5+0\cdot2^4+1\cdot2^3+0\cdot2^2+0\cdot2^1+1\cdot2^0=169,$$

или в виде многочлена

$$Q(X)=1\cdot X^7+0\cdot X^6+1\cdot X^5+0\cdot X^4+1\cdot X^3+0\cdot X^2+0\cdot X^1+1\cdot X^0.$$

Опуская члены с коэффициентами, равными нулю, и не выписывая единицы, как множитель, получаем

$$Q(X)=X^7+X^5+X^3+1.$$

Таким образом, члены многочленов записываются только при наличии коэффициента единицы. При этом степень соответствующего числа многочлена берется уменьшенной на единицу по отношению к номеру разряда в двоичной записи, отсчитанному справа налево. Так, первым записывается X^7, несмотря на то что этот член в двоичной записи находится в восьмом разряде.

Сложение. Над многочленами можно производить все алгебраические операции. Обычное сложение с переносом числа в высший разряд здесь неприменимо, так как это может привести к образованию более высокого разряда, чем принято в данном коде, что недопустимо. Поэтому применяется так называемое сложение двоичных чисел по модулю два, обозначаемое знаком $\oplus$. При двух слагаемых правила сложения следующие: $0\oplus 0=0$; $0\oplus 1=1$; $1\oplus 0=1$; $1\oplus 1=0$.

При сложении многозначных чисел складывают разряды, занимающие одинаковые места. При этом сложение сводится к сложению только коэффициентов при членах совпадающих степеней.

Если складываются несколько чисел, то четное число единиц в сумме дает нуль, а сумма нечетного числа единиц приравнивается единице. При этом порядок сложения безразличен. Иногда в результате сложения нескольких чисел сумма выражается меньшим двоичным числом, чем какое-либо из слагаемых. Для примера произведем сложение следующих многочленов:

$$X^6+X^5+X^3+X^2+1,$$
$$X^5+X^4+X^2,$$
$$X^6+X^5+X^4+X^3+X^2+X^1+X^0.$$

Выразим эти многочлены в двоичных числах и, расположив их соответствующим образом в столбцы, произведем сложение:

$$X^6+X^5+0+X^3+X^2+0+1 - 1101101$$
$$\oplus$$
$$+X^5+X^4+0+X^2+0+0 - 0110100$$
$$\oplus$$
$$X^6+X^5+X^4+X^3+X^2+X+1 - 1111111$$
$$\overline{0+X^5+0+0+X^2+X+0 \rightarrow 0100110}$$

Умножение. Для того чтобы при умножении многочленов не увеличилась разрядность степени многочлена выше заданной, производят так называемое символическое умножение, или умножение в конечном поле двоичных чисел, состоящее из двух этапов. Первый этап заключается в умножении многочленов по обычным правилам алгебры, за исключением сложения, которое производится по модулю 2. Перемножим два многочлена:

$$\times \begin{array}{r} X^6+X^5+X^3+X^2+1 \\ X^5+X^4+X^2 \end{array}$$

$$\begin{array}{r} X^8+X^7+0+X^5+X^4+0+X^2 \\ X^{10}+X^9+0+X^7+X^6+0+X^4 \\ X^{11}+X^{10}+0+X^8+X^7+0+X^5 \end{array}$$

$$X^{11}+0+X^9+0+X^7+X^6+0+0+0+X^2=X^{11}+X^9+X^7+X^6+X^2\rightarrow$$
$$\rightarrow 101011000100$$

Перемножим те же многочлены, выраженные в двоичных числах, используя обычный метод перемножения, применяемый в арифметике. Сложение производится по модулю 2:

```
 ×  1101101
     110100
 ----------
    1101101
   0000000
  1101101
 1101101
 ----------
 101011000100
```

Произведем теперь умножение многочлена на X^n. Например, $(X^5+X^4+X^2)\times X^3=X^8+X^7+X^5$.

В результате умножения степень каждого члена многочлена повысилась на n. В двоичной форме записи $110100\times 1000=110100000$.

Таким образом, умножение многочлена на X^n означает приписывание справа n нулей. Как следует из примеров, перемножение дало увеличение степени многочлена, т. е. увеличение разрядности кодовой комбинации.

Если максимальная степень полученного многочлена превышает заданную разрядность, то необходимо произвести второй этап символического умножения, заключающийся в делении полученного произведения на заранее заданный многочлен. При этом окончательным результатом является остаток от деления. Заметим, что в рассматриваемых далее случаях кодирования при умножении многочленов не придется прибегать ко второму этапу символического умножения.

Деление. Предположим, что надо разделить многочлен $X^8+X^7+X^5+X^4+X^2+1$, что соответствует комбинации 110110101, на многочлен X^5+X^3+X+1, который в кодовой записи имеет вид 101011. Произведем деление, пользуясь многочленной формой записи. При этом вместо вычитания будем производить сложение по модулю 2, так как эти операции тождественны:

$$\begin{array}{l} X^8+X^7+0+X^5+X^4+0+X^2+0+1 \\ \underline{X^8+0+X^6+0+X^4+X^3} \\ \quad X^7+X^6+X^5+0+X^3+X^2+0+1 \\ \quad \underline{X^7+0+X^5+0+X^3+X^2} \\ \qquad X^6+0+0+0+0+0+1 \\ \qquad \underline{X^6+0+X^4+0+X^2+X} \end{array} \quad \left| \begin{array}{l} X^5+X^3+X+1 \\ \hline X^3+X^2+X\rightarrow 1110 \end{array} \right.$$

остаток $\quad X^4+0+X^2+X+1\rightarrow 10111$

При делении в двоичной записи делитель умножается на частное и подписывается под делимым так, чтобы совпадали старшие разряды. В частное записыва-

ется единица. Для нахождения первого остатка из делимого вычитается делитель (что эквивалентно их сложению по модулю 2) и к остатку справа сносится очередной разряд делимого. Далее под первым остатком снова подписывается делитель и в частное приписывается еще одна единица, если число разрядов в остатке равно числу разрядов делителя. В противном случае в частном записывается нуль и к остатку подписывается очередной член делимого. Деление продолжается до тех пор, пока степень остатка не станет меньше степени делителя, т. е. число разрядов остатка не окажется меньшим числа разрядов делителя. Например,

```
110110101    | 101011
101011       | 1110
 111011
 101011
  100000
  101011
   10111 → X⁴+X²+X+1 — остаток.
```

$10111 \rightarrow X^4+X^2+X+1$ — остаток.

При составлении циклических кодов, о которых будет сказано далее, необходимо уметь находить только остатки без определения частного. Ниже дается пример нахождения нескольких остатков при делении единицы с нулями на случайно выбранный многочлен. Следует помнить, что число разрядов у остатков на единицу меньше, чем у делителя.

```
100000000    | 1011
1011
 01100         первый остаток 011,
  1011         второй остаток 110
   1110        третий остаток 111
   1011
    1010       четвертый остаток 101
    1011
     0010      пятый остаток 001,
               шестой остаток 010,
               седьмой остаток 100
```

Так как в первом остатке 011 всего два разряда, что недостаточно для деления на четырехразрядный делитель 1011, то сносится очередной нуль и образуется трехразрядное делимое 110, которое опять-таки не может быть разделено на 1011 и поэтому является вторым остатком. После нахождения седьмого остатка дальнейшее деление нецелесообразно, так как остатки начнут повторяться. Разрядность остатков на единицу меньше, чем у делителя.

Перенос слагаемых. Понятие отрицательного элемента (цифры) при операциях в конечном поле двоичных чисел отсутствует, так как это привело бы к увеличению признаков с двух до трех, т. е. к троичной системе счисления. Поэтому перенос слагаемых из одной части равенства в другую производится без изменения знака. Например, справедливо как выражение $(X^4+X+1)+(X^3+X)=X^4+X^3+1$,

так и выражение, отличающееся тем, что второе слагаемое левой части перенесено в правую без изменения знака, т. е. $X^4+X+1=(X^3+X)+(X^4+X^3+1)$. Справедливость этих равенств проверяется сложением по модулю 2 одночленов с одинаковыми степенями.

Матричная запись кодовых комбинаций. Всю совокупность комбинаций n-разрядного двоичного кода, насчитывающего 2^n различных комбинаций, можно записать в виде матрицы, содержащей 2^n строк и n столбцов. Так, все комбинации трехразрядного кода запишутся в матрице a:

а) $\left\Vert \begin{matrix} 000 \\ 001 \\ 010 \\ 011 \\ 100 \\ 101 \\ 110 \\ 111 \end{matrix} \right\Vert$
б) $\oplus \begin{array}{c} 111 \\ \underline{110} \\ 001 \end{array}$
в) $\oplus \begin{array}{c} 001 \\ \underline{011} \\ 010 \end{array}$
г) $\oplus \begin{array}{c} 001 \\ \underline{010} \\ 011 \end{array}$

д) $\oplus \begin{array}{c} 010 \\ \underline{110} \\ 100 \end{array}$
е) $\oplus \begin{array}{c} 011 \\ \underline{110} \\ 101 \end{array}$
ж) $\oplus \begin{array}{c} 010 \\ \underline{100} \\ 110 \end{array}$

з) $\oplus \begin{array}{c} 001 \\ \underline{110} \\ 111 \end{array}$
и) $\left\Vert \begin{matrix} 100 \\ 010 \\ 001 \end{matrix} \right\Vert$
к) $\left\Vert \begin{matrix} 001 \\ 010 \\ 100 \end{matrix} \right\Vert$

Если взять любые две (или более) строки матрицы a и сложить их по модулю 2, то получим одну из остальных строк, записанных в этой матрице. Например, складывая вторую и третью строки, получим четвертую строку, что и показано в матрице $г$. Сложение второй и седьмой строк даст пятую строку (матрица $д$ и т. д.).

Из матрицы a можно выбрать комбинации, состоящие из одной единицы. Такие комбинации образуют матрицу, называемую единичной матрицей (матрица $и$). У этой матрицы каждый из элементов, находящихся на главной диагонали, имеет значение единицы, а все остальные элементы — значение нуля. Особенность единичной матрицы заключается в том, что умножение ее на любую другую матрицу того же порядка не меняет значения последней. Матрица $к$ является транспонированной единичной матрицей, т. е. зеркальным отображением матрицы $и$.

§ 3.3. Непомехозащищенные коды

Особенностью непомехозащищенных кодов является наличие в их составе кодовых комбинаций, которые отличаются друг от друга лишь в одном разряде. Типичным кодом такого типа является двоичный код на все сочетания, представленный в табл. 3.4 (столбец 1). Здесь, например, комбинации 0010 и 0011 отличаются друг от друга лишь в младшем разряде. Если помеха исказит первую комбинацию, то будет принят сигнал 0011 и будет неясно, то ли принята первая искаженная комбинация, то ли вторая неискаженная. Можно найти еще ряд комбинаций в том же коде, которые отличаются друг от друга только в одном разряде. Например, комбинации 0101 и 0111 отличаются во втором разряде, комбинации 0011 и 0111 — в третьем разряде, а комбинации 1110 и 0110 — в четвертом разряде. В то же время в этом же коде есть ряд комбинаций, которые отличаются друг от друга в двух разрядах и более. Например, комбинации 1111 и 0001 отличаются в трех старших разрядах. Однако, поскольку для этих же комбинаций имеются такие соседние комбинации, которые отличаются от каждой из них в одном разряде (0111, 1110, 1101, 1011 для комбинации 1111 и

Таблица 3.4

Непомехозащищенные коды

1. Двоичный код на все сочетания

K_4	K_3	K_2	K_1
0	0	0	0
0	0	0	1
0	0	1	0
0	0	1	1
0	1	0	0
0	1	0	1
0	1	1	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	0	1
1	0	1	0
1	0	1	1
1	1	0	0
1	1	0	1
1	1	1	0
1	1	1	1

1а. Единично-десятичный код

11	111	1111
11	11	111
111	1	11111

2. Двоично-десятичные коды: код 8.4.2.1

00	0000	0000	0
00	0000	0001	1
00	0000	0010	2
00	0000	0011	3
00	0000	0100	4
00	0000	0101	5
00	0000	0110	6
00	0000	0111	7
00	0000	1000	8
00	0000	1001	9
00	0001	0000	10
00	0001	0001	11
00	0001	0010	12
00	0001	0011	13
00	0001	0100	14
00	0001	0101	15
00	0001	0110	16
00	0001	0111	17
00	0001	1000	18
. . .	. . .	. . .	. . .
00	1001	1001	99
01	0000	0000	100
01	0000	0001	101
. . .	. . .	. . .	. . .
01	1001	1001	199
10	0000	0000	200
10	0000	0001	201
. . .	. . .	. . .	. . .
11	1001	1001	399

3. Двоично-десятичные коды: код 2.4.2.1 (код Айкена)

0000	0000	0
0000	0001	1
0000	0010	2
0000	0011	3
0000	0100	4
0000	1011	5
0000	1100	6
0000	1101	7
0000	1110	8
0000	1111	9
0001	0000	10
0001	0001	11
. . .	. . .	. . .
1011	1011	55
1011	1100	56
. . .	. . .	. . .
1111	1111	99

3а. Двоично-десятичный код 4.2.2.1

0000 – 0
0001 – 1
0010 – 2
0101 – 3
0110 – 4
1001 – 5
1010 – 6
1101 – 7
1110 – 8
1111 – 9

4. Число-импульсный код

00000
10000
11000
11100
11110
11111

4а. Код Грея

0000	0
0001	1
0011	2
0010	3
0110	4
0111	5
0101	6
0100	7
1100	8
1101	9
1111	10
1110	11
1010	12
1011	13
1001	14
1000	15

5. Код Морзе

А	·—	A	С	···	S
Б	—···	B	Т	—	T
В	·——	W	У	··—	U
Г	——·	G	Ф	··—·	F
Д	—··	D	Х	····	H
Е	·	E	Ц	—·—·	C
Ж	···—	V	Ч	———·	Ö
З	——··	Z	Ш	————	Ch
И	··	I	Щ	——·—	Q
К	—·—	K	Ы	—·——	Y
Л	·—··	L	Ю	··——	Ü
М	——	M	Я	·—·—	Ä
Н	—·	N	Й	·———	J
О	———	O	Ь, Ъ	—··—	X
П	·——·	P	Э	··—··	É
Р	·—·	R			

2 – 101011101110111 (··———)

5 – 10101010101 (·····)

6. Код Бодо

А – 10000
Б – 00110
В – 01101
Г – 01010

6а. Международный телеграфный код

А – 00011
Б – 11001
В – 10011
Г – 11010

0000, 0011, 0101, 1001 для комбинации 0001), в целом это делает двоичный код на все сочетания непомехозащищенным.

Таким образом, непомехоустойчивыми (или непомехозащищенными) кодами называют коды, в которых искажение одного разряда кодовой комбинации не может быть обнаружено. Иногда их называют обыкновенными кодами. Рассмотрим примеры двоичных непомехозащищенных кодов (см. табл. 3.4).

Двоичный код на все сочетания. Кодовые комбинации этого кода соответствуют записи натурального ряда чисел в двоичной системе счисления. Общее число комбинаций

$$N = 2^n. \qquad (3.3)$$

Единично-десятичный код. Каждый разряд десятичного числа записывается в виде соответствующего числа единиц. При этом разряды разделяются интервалами. Этот код неравномерный, хотя и может быть преобразован в равномерный путем приписывания в каждом разряде слева нулей, доводящих общее число символов в каждом разряде до 10. Например, в первой строке табл. 3.4 (столбец 1 а) записано в виде неравномерного единично-десятичного кода десятичное число 234. При записи его равномерным единично-десятичным кодом оно примет вид 0000000011, 0000000111, 0000001111.

Двоично-десятичный код. Каждый разряд десятичного числа записывается в виде комбинации двоичного кода. В табл. 3.4 представлен наиболее употребительный двоично-десятичный код с весовыми коэффициентами 8.4.2.1. Например, цифра 9 в двоичной системе запишется как 1001, а цифра 3 — как 0011. Поэтому число 399 при записи двоично-десятичным кодом будет иметь вид 001110011001. Заметим, что для сокращения

табл. 3.4 третий разряд десятичного числа (сотни) представлен двумя разрядами двоичного числа (от 00 до 11), т. е. цифра 3 записывается как 11, а не как 0011. Число единиц, или вес кода, в каждой комбинации доходит до трех, а сумма единиц в десяти комбинациях равна 15.

Иногда применяются другие двоично-десятичные коды, например *код с весовыми коэффициентами 2.4.2.1* (табл. 3.4, столбец 3). Первые четыре цифры записываются, как и в обычном двоичном коде, но число 5 — это 1011, так как $2^1+0+2^1+2^0=1+0+2+1=5$, число 6 — 1100, 7 — 1101, 8 — 1110 и 9 — 1111. Последнее очевидно $(2+4+2+1=9)$ и является одной из причин применения этого кода в различных преобразователях, где иногда важно, чтобы наибольшее число содержало максимальное число единиц.

Этот код называется самодополняющимся, так как инвертированный код, полученный заменой 0 на 1 и 1 на 0 в каждом разряде, всегда дополняет основной до числа 9 (1111). Например, если инвертировать комбинацию 0011 (цифра 3), то получится комбинация 1100, соответствующая цифре 6. При этом сложение прямой и инвертированной комбинаций 0011 и 1100 дает в сумме комбинацию 1111.

Код с весовыми коэффициентами 2.4.2.1 является несамодополняющимся, если цифры 5, 6 и 7 записать, как в обычном двоичном коде (0101, 0110 и 0111), и лишь цифры 8 и 9 — как 1110 и 1111.

Самодополняющийся двоично-десятичный код 4.2.2.1 (табл. 3.4, столбец 3а) находит такое же применение, как и код 2.4.2.1. Несамодополняющийся вариант этого кода отличается записью цифр 3, 5 и 7.

Число-импульсный код. Иногда его называют единичным (или унитарным) кодом. Кодовые комбинации отличаются друг от друга числом единиц. Примеры для пятиразрядного кода даны в табл. 3.4. Очевидно, что

$$N=n. \tag{3.4}$$

Код Морзе. Этот код относится к числу неравномерных кодов, в которых кодовые комбинации отличаются различной длительностью. В коде Морзе сигналы (буквы, цифры, условные знаки) передаются в виде точек и тире. Точка записывается единицей и передается одним импульсом, тире — тремя единицами и передается тремя строенными импульсами (без интервала между ними). Интервал между точкой и тире означает нуль. Примеры передачи некоторых букв даются в табл. 3.4 и на рис. 3.2, *а — в*. Одна кодовая комбинация (буква, цифра) отделена от другой интервалом из совокупности трех нулей (рис. 3.2, *г*). Если длительности 1 и 0 одинаковы и равны τ, то самая короткая комбинация (буква E) по продолжительности равна 4τ, включая интервал между буквами, а самая длительная — 22τ (цифра 0). В среднем длина кодовой комбинации равна примерно $9{,}5\tau$. Заметим, что то же число сигналов можно было бы передать шестиэлементным равномерным кодом, где средняя длина кодовой комбинации равна 6τ. Различная длина кодовых комбинаций при передаче букв и цифр является недостатком телеграфного кода Морзе, впервые примененного в 1844 г.

Код Бодо. Равномерный пятиэлементный телеграфный код приведен в табл. 3.4 и на рис. 3.2, *д — ж*. Максимальное число комбинаций $N=2^5=32$. Поэтому передача цифр осуществляется так же, как и передача некоторых букв. Например, цифра 1 передается как A, цифра 2 — как E и т. д. Код Бодо передается без разделительных интервалов.

Международный телеграфный код. Он построен по такому же принципу, как и код Бодо. Примеры комбинаций представлены в табл. 3.4.

Код Грея. Этот код, который иногда называют рефлексным (отраженным), применяют в некоторых устройствах, преобразующих измеряемую

величину в двоичный код. Если при таком преобразовании используется обычный двоичный код, то некоторые расположенные рядом кодовые комбинации различаются в нескольких разрядах. Например, комбинации 0111 (цифра 7) и 1000 (цифра 8) различаются во всех разрядах. При считывании кода может возникнуть большая ошибка.

На рис. 3.3, *а* представлен четырехразрядный кодирующий диск с маской обычного двоичного кода. Поверхность концентрических окружностей разбивается по определенному правилу на ряд участков, светлые из которых представляют собой двоичную цифру 1, а темные — 0. Каждая окружность или кольцо диска соответствует разряду двоичного числа; внутреннее кольцо соответствует старшему разряду, наружное — младшему. Представленный на рис. 3.3, *а* диск является кодирующим устройством (шифратором) для образования четырехразрядных кодовых комбинаций. Его построение соответствует форме записи комбинаций двоичного кода на все сочетания.

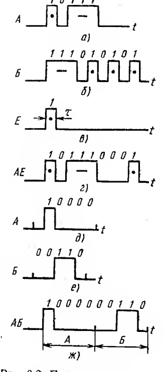


Рис. 3.2. Примеры кодов:
а — *г* — код Морзе; *д* — *ж* — код Бодо

Так, из табл. 3.4 (столбец 1) следует, что в старшем разряде переход от нулей к единице происходит лишь один раз; сначала идет восемь раз 0, а затем восемь раз 1. По этому же принципу выполнено и внутреннее кольцо диска: половина его окружности темная (заштрихованная), что соответствует нулям, а половина — светлая для формирования единиц. В третьем разряде двоичного кода чередование единиц и нулей происходит в два раза чаще, поэтому во втором кольце (считая от центра) имеются два сплошных заштрихованных сегмента для нулей и два полых — для единиц. По такому же принципу соответствия двоичному коду третье кольцо разделено на восемь частей, а четвертое наружное — на 16. Если необходимо передать изменение угла двоичными комбинациями, равными не 16, а 32, то следует добавить снаружи еще одно кольцо, разделенное на 32 части.

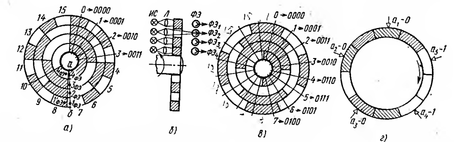


Рис. 3.3. Кодирующий диск с маской двоичного кода (*а*); считывание показаний с диска (*б*); диск с маской четырехразрядного кода Грея (*в*); код C_5^2 (*г*)

Кодирующий диск располагается на оси, которая совершает определенные угловые перемещения в зависимости от изменения измеряемой величины. С одной стороны диска расположены источники света *ИС* с оптическими системами (линзами) *Л*, направляющими пучки света через отверстия в диске на фотоэлементы *ФЭ* (рис. 3.3, *б*), где показан диск в разрезе. Сигналы возникают на выходе тех фотоэлементов, которые в данный момент времени не перекрываются непрозрачными (нулевыми) участками диска. При положении диска, указанном на рисунке, считывается цифра 2, так как на первый, третий и четвертый фотоэлементы луч света не попадает, что соответствует 0 в младшем и двух старших разрядах, а засветка второго фотоэлемента посылает на выход одну единицу. Таким образом, на выходе регистрируется кодовая комбинация 0010.

Фотоэлементы должны располагаться точно по радиальной линии во избежание ошибки при отсчитывании. Действительно, в зависимости от точности установки фотоэлемента при переходе от одного значения к другому может возникнуть погрешность в любом разряде. Так, если установка точная, то при подходе к сектору с числом 8 (положения засветки фотоэлементов $1_{ФЭ}$—$4_{ФЭ}$) будет сниматься число 0111 (линия *а* — *б* на рис. 3.3, *а*), т. е. 7 в десятичном эквиваленте. Если фотоэлемент $ФЭ_4$ выдвинут вперед (положение засветки $4_{ФЭ}$) по отношению к остальным трем фотоэлементам, то будет считано число 1111 (вместо 0111), т. е. 15 в десятичной системе счисления. Если вперед выдвинут фотоэлемент $ФЭ_1$ (положение засветки $1_{ФЭ}$), то считывается число 0110, т. е. 6. Соответственно могут быть погрешности в установке и других фотоэлементов.

Таким образом, при использовании маски обычного двоичного кода ошибка может быть минимальной, если она возникает в младшем разряде, и максимальной — в старшем разряде. В общем случае, если старший разряд имеет номер *n*, то максимальная ошибка составит 2^{n-1}. Во избежание подобных ошибок вместо обычного двоичного применяют коды, в которых при переходе от одного числа к другому комбинация изменяется только в одном разряде, и, следовательно, кодовая маска составляется так, что это изменение в любом разряде может дать погрешность лишь на единицу. К таким кодам относится и код Грея.

Код Грея для десятичных чисел от 0 до 15 представлен в табл. 3.4, из которой следует, что две соседние комбинации отличаются одна от другой только в одном разряде.

Обычный двоичный код преобразуется в код Грея путем суммирования по модулю 2 данной комбинации с такой же, но сдвинутой вправо на один разряд. Например, преобразование двоичных чисел 1101 и 1010 в код Грея производится следующим образом:

$$\begin{array}{r} 1101 \\ \oplus\ \ \ \ \ \ \ \\ \underline{\ \ 1101} \\ 1011 \end{array} \qquad \begin{array}{r} 1010 \\ \oplus\ \ \ \ \ \ \ \\ \underline{\ \ 1010} \\ 1111 \end{array}$$

При сложении младший разряд второго слагаемого отбрасывается.

Преобразование двоичного числа в код Грея можно осуществить и по следующему принципу. Если в старшем, соседнем по отношению к данному, разряде двоичного числа стоит 0, то в данном разряде кода Грея сохраняется цифра, записанная

в двоичном коде, если же 1, то цифра меняется на обратную. Например, при переводе той же комбинации двоичного кода 1101 в младшем разряде кода Грея сохранится 1, так как в соседнем (втором) разряде двоичного числа записан 0. Во втором разряде кода Грея 0 изменится на 1, так как в третьем разряде двоичного кода записана 1. В третьем разряде 1 заменится на 0 из-за того, что в четвертом разряде двоичного кода стоит 1, а в четвертом разряде кода Грея останется 1, так как подразумевается, что левее четвертого разряда двоичного числа стоит 0.

Преобразование кода Грея в двоичный начинается с младшего разряда путем сложения суммы цифр в коде Грея, начиная со старшего разряда и кончая разрядом, который преобразуется. Если при сложении по модулю 2 сумма оказывается четной, то записывается 0, если нечетной, то 1. Например, при переводе комбинации кода Грея 1011 в младшем разряде комбинации двоичного кода запишется 1, так как $1 \oplus 1 \oplus 1 = 1$. Во втором разряде будет 0, так как $1 \oplus 1 = 0$. В третьем разряде запишется 1, так как в третьем разряде кода Грея стоит 0, а в четвертом 1. Запишется 1 также в последнем разряде, так как в последнем разряде кода Грея стоит 1. Таким образом, комбинация рефлексного кода 1011 в двоичном коде примет вид 1101.

То же преобразование, если его производить начиная со старшего разряда, можно выразить следующим правилом. Сначала переписывают старший разряд без изменения. Значение каждого последующего разряда двоичного числа находят путем сложения единиц по модулю 2 этого же разряда в коде Грея с предыдущими. Например, в коде Грея записана комбинация 1111. В двоичном коде в старшем разряде записывается 1, в третьем разряде — 0, так как сложение двух единиц в третьем и четвертом разрядах даст 0. Во втором разряде двоичного числа запишется 1, так как сумма трех предыдущих единиц даст также единицу. Младший разряд содержит 0, так как $1+1+1+1=0$. Таким образом, комбинация рефлексного кода 1111 преобразована в комбинацию двоичного кода 1010.

Непосредственное преобразование кода Грея в десятичное число представляет определенные трудности, и зачастую проще осуществить двойное преобразование: сначала преобразовать код Грея в двоичный, а затем двоичный в десятичный. Сложность преобразования в десятичный эквивалент является недостатком кода Грея.

На рис. 3.3, *в* представлен диск с маской четырехразрядного кода Грея. Особенность кода заключается в том, что при переходе от одного числа к соседнему пересечение границ светлых и темных участков происходит только в одном разряде. Поскольку две любые соседние комбинации в коде Грея также отличаются только в одном разряде, ошибка при считывании не может быть больше единицы. Например, если четвертый фотоэлемент установлен с некоторым опережением, то вместо 0100 будет считана комбинация 1100, т. е. 8 вместо 7 в десятичной системе счисления (рис. 3.3, *в*). Напомним, что та же ошибка на рис. 3.3, *а* приводит почти к 100 %-ной погрешности (вместо 7 считывается 15).

Кроме точности считывания диск с маской кода Грея имеет более простое изготовление. Например, кольцо диска младшего разряда двоичного кода разделено на 16 частей, а такое же кольцо диска кода Грея — на 8 частей.

§ 3.4. Помехозащищенные (корректирующие) коды

Основные понятия. Помехозащищенными (или корректирующими) называются коды, позволяющие обнаружить и исправить ошибки в кодовых комбинациях. Отсюда и деление этих кодов на две большие группы: 1) коды с обнаружением ошибок; 2) коды с обнаружением и исправлением ошибок.

Принципы обнаружения и исправления ошибок кодами хорошо иллюстрируются с помощью геометрических моделей. Любой n-элементный двоичный код можно представить n-мерным кубом (рис. 3.4), в котором каждая вершина отображает кодовую комбинацию, а длина ребра куба соответствует одной единице. В таком кубе расстояние между вершинами (кодовыми комбинациями) измеряется минимальным количеством ребер, находящихся между ними, обозначается d и называется кодовым расстоянием Хэмминга.

Таким образом, кодовое расстояние — это минимальное число элементов, в которых любая кодовая комбинация отличается от другой (по всем парам кодовых слов). Например, код состоит из комбинаций 1011, 1101, 1000 и 1100. Сравнивая первые две комбинации, путем сложения их по модулю 2 находим, что $d=2$. Сравнение первой и третьей комбинаций показывает, что и в этом случае $d=2$. Наибольшее значение $d=3$ обнаруживается при сравнении первой и четвертой комбинаций, а наименьшее $d=1$ — второй и четвертой, третьей и четвертой комбинаций. Таким образом, для данного кода минимум расстояния $d_{\min}=1$.

При $n=1$ n-мерный куб превращается в прямую длиной $d=1$, на одном конце которой располагается 1, а на другом — 0. При $n=2$ четыре возможные комбинации ($N=2^2=4$) располагаются на четырех вершинах квадрата. При этом комбинации 00 и 11, а также 10 и 01 отличаются друг от друга в двух разрядах, т. е. $d=2$.

Кодовое расстояние между двумя комбинациями двоичного кода равно числу единиц, полученных при сложении этих комбинаций по модулю 2, например $10 \oplus 01 = 11$ и $00 \oplus 11 = 11$. Такое определение кодового расстояния удобно при большой разрядности кодов. Так, складывая комбинации

$$\begin{array}{r} 10110101101 \\ \oplus \\ 10000000010 \\ \hline 00110101111, \end{array}$$

определяем, что кодовое расстояние между ними $d=7$.

При $n=3$ восемь кодовых комбинаций размещаются в вершинах трехмерного куба.

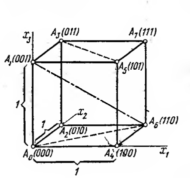


Рис. 3.4. Геометрическая модель двоичных кодов

Трехмерный куб строится так (рис. 3.4), что одна из его вершин лежит в начале координат. Каждой вершине куба приписывается кодовая комбинация по следующему правилу: на i-м месте кодовой комбинации ставится 0,

если проекция этой вершины на i-ю ось координат равна нулю, и 1, если проекция равна единице. Например, требуется узнать, какую следует записать комбинацию в вершине A_6 (рис. 3.4). Проецируя эту вершину на ось X_1, получим единицу. На втором месте комбинации запишется также 1 (проекция на ось X_2 равна единице). Так как проекция на ось X_3 равна нулю (проекция в начало координат), то на третьем месте комбинации запишется 0. Следовательно, вся комбинация в вершине A_6 запишется как 110.

Если использовать все восемь слов, записанных в вершинах куба, то образуется двоичный код на все сочетания. Как было показано, такой код является непомехоустойчивым. Если же уменьшить число используемых комбинаций с восьми до четырех, то появится возможность обнаружения одиночных ошибок. Для этого выберем только такие комбинации, которые отстоят друг от друга на расстояние $d=2$, например 000, 110, 011 и 101. Остальные кодовые комбинации не используются. Если будет принята комбинация 100, то очевидно, что при ее приеме произошла одиночная ошибка.

Представленные комбинации построены по определенному правилу, а именно содержат четное число единиц, а принятая комбинация 100 — нечетное. Можно утверждать, что комбинация 100 образовалась при искажении разряда одной из разрешенных комбинаций, но определить, какая именно комбинация искажена, невозможно. Поэтому такие или подобные им коды называют *кодами с обнаружением ошибок.*

Кроме указанной группы комбинаций в том же трехмерном кубе может быть получена еще одна группа комбинаций с кодовым расстоянием $d=2$ (111, 001, 010 и 100). В этих кодовых комбинациях нечетное число единиц и каждая из комбинаций могут быть использованы для обнаружения ошибки, возникшей при передаче, так как при одиночном искажении в комбинации будет четное число единиц. Однако, если необходимо получить код с обнаружением одиночной ошибки, в передаче может участвовать только одна группа, т. е. четыре комбинации из возможных восьми. В противном случае получится непомехоустойчивый код, в котором будут встречаться комбинации с $d=1$.

Таким образом, в помехозащищенных кодах есть комбинации разрешенные, составленные по определенному правилу, и запрещенные, не соответствующие этому правилу.

Так, если из восьми комбинаций трехразрядного кода образованы четыре комбинации, позволяющие обнаружить одиночную ошибку (например, 111, 001, 010 и 100), то эти комбинации являются разрешенными, а остальные четыре (000, 011, 101 и 110) — запрещенными, которые должны фиксироваться на приеме как искаженные. Иногда совокупность разрешенных кодовых комбинаций, которые при заданных возможных искажениях не могут перейти друг в друга, называют системой непереходящих сигналов.

Итак, видно, что построение помехоустойчивого кода (а код с обнаружением ошибки является простейшим типом такого кода) связано с недоиспользованием кодовых комбинаций, приводящим к так называемой избыточности. *Избыточность* означает, что из исходных символов можно построить больше комбинаций, чем их применено в данном коде.

Таким образом, установлено, что уменьшение числа используемых комбинаций приводит к повышению помехоустойчивости кода. Если идти дальше по этому пути и еще больше ограничить число разрешенных комбинаций, то можно создать код не только с обнаружением, но и с исправлением ошибки.

Выберем в трехмерном кубе такие вершины, кодовые обозначения которых отличались бы друг от друга на $d=3$. Такие вершины расположены на концах пространственных диагоналей куба. Их может быть только четыре пары: 000 и 111, 001 и 110, 100 и 011, 010 и 101. Однако из этих четырех пар для передачи можно брать только одну любую пару, так как большее число пар приведет к тому, что в передаче будут использоваться комбинации, отличающиеся друг от друга на $d<3$.

Код, образованный по такому правилу, может исправить одиночную ошибку или обнаружить две ошибки без их исправления. Пусть, например, передается код, состоящий из комбинаций 001 и 110. На приеме получена комбинация 100. Сравнение ее с исходными комбинациями показывает, что от комбинации 110 она отличается в одном (втором) разряде, а от комбинации 001 — в двух разрядах. Если считать, что сделана одна ошибка, то полученную комбинацию 100 следует исправить на 110.

От разрешенной комбинации 001 отличаются на $d=1$ комбинации 011, 000 и 101, а от комбинации 110 — комбинации 111, 100 и 010. Они и являются своеобразными комбинациями-спутниками, которые после приема можно относить к той или иной исходной комбинации.

Когда говорят об исправлении одиночной ошибки, считают, что вероятность двойной ошибки в канале связи пренебрежимо мала́. Если такая вероятность достаточно велика, то код с $d=3$ можно использовать для обнаружения двойных ошибок, но при этом исправить одиночную ошибку он уже не может. Действительно, если в нашем примере была принята комбинация 100, то нельзя утверждать, что была передана комбинация 110, так как при двойных ошибках это могла быть и искаженная комбинация 001.

Таким образом, дальнейшее повышение помехоустойчивости кода связано с увеличением кодового расстояния d, что приводит к увеличению избыточности (вместо восьми комбинаций используются только две).

Корректирующая способность кода зависит от кодового расстояния: а) при $d=1$ ошибка не обнаруживается; б) при $d=2$ обнаруживаются одиночные ошибки; в) при $d=3$ исправляются одиночные ошибки или обнаруживаются двойные ошибки. В общем случае

$$d=r+s+1, \tag{3.5}$$

где d — минимальное кодовое расстояние; r — число обнаруживаемых ошибок; s — число исправляемых ошибок.

При этом обязательным условием является $r \geqslant s$. Так, в нашем примере $d=3$, и если $r=s=1$, то код может обнаружить одну ошибку и исправить ее. Если $r=2$, $s=0$, то код может только обнаружить две ошибки. Как следует из уравнения (3.5), для исправления одной ошибки и обнаружения двух ошибок необходимо, чтобы $d=2+1+1=4$. При $d=4$ мо-

жет быть также вариант, когда $r=3$, $s=0$. Если $d=5$, то могут быть три варианта: $r=s=2$; $r=3$, $s=1$; $r=4$, $s=0$.

Если код только обнаруживает ошибки, то

$$d=r+1,\text{ т. е. } r=d-1. \tag{3.6}$$

Если код только исправляет ошибки, то

$$d=2s+1,\text{ т. е. } s=(d-1)/2. \tag{3.7}$$

Итак, геометрические модели позволяют просто строить малоразрядные корректирующие коды. Однако при длине кода $n>3$ геометрической моделью пользоваться трудно, так как она должна быть многомерной. Поэтому для построения многоразрядных помехоустойчивых кодов используют различные правила и методики, к рассмотрению которых и перейдем.

Коды с обнаружением ошибок

Особенность этих кодов состоит в том, что кодовые комбинации, входящие в их состав, отличаются друг от друга не менее чем на $d=2$.

Коды с обнаружением ошибок условно можно разбить на две группы: 1) коды, построенные путем уменьшения числа используемых комбинаций; 2) коды, в которых используются все комбинации, но к каждой из них по определенному правилу добавляются контрольные m-символы.

Рассмотрим сначала некоторые примеры кодов первой группы.

Код с постоянным числом единиц и нулей в комбинациях (код с постоянным весом). Общее число кодовых комбинаций в двоичном коде с постоянным весом

$$N=C_n^l=\frac{n!}{l!\,(n-l)!}, \tag{3.8}$$

где l — число единиц в слове длиной n.

Наиболее употребительными являются пятиразрядный код с двумя единицами ($N=C_5^2=10$) и семиразрядный код с тремя единицами ($N=C_7^3=35$). Примеры этих кодов представлены в табл. 3.5.

Правильность принятых кодовых комбинаций в кодах определяется путем подсчета количества единиц, и если, например, в коде C_5^2 приняты не две единицы, а в коде C_7^3 — не три единицы, то в передаче произошла ошибка. Очевидно, код C_7^3 может обнаружить все одиночные ошибки, так как при этом в комбинации будет либо две единицы, либо четыре. Кроме того, он позволяет обнаружить часть многократных ошибок (двойные, тройные и т. п.), за исключением случаев, когда одна из единиц переходит в нуль, а один из нулей — в единицу (такое двойное искажение называется смещением). При смещениях искажение также не обнаруживается. Все сказанное справедливо и для кода C_5^2.

Код C_5^2 используется в кольцевых кодирующих преобразователях. Момент считывания комбинации 11000 представлен на рис. 3.3, *г* [21]. При повороте кольца по часовой стрелке следующей будет считана комбинация 01010 (вторая в табл. 3.5), затем 01100 и, наконец, десятая комбинация 10100.

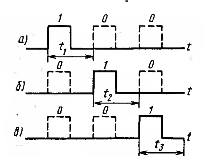


Рис. 3.5. Передача распределительным кодом

Распределительный код C_n^1. Это также разновидность кода с постоянным весом, равным единице. В любой кодовой комбинации длиной n содержится только одна единица. Число кодовых комбинаций в распределительном коде

$$N = C_n^1 = n. \quad (3.9)$$

Кодовые комбинации при $n=6$ можно записать в виде 000001, 000010, 000100, 001000, 010000, 100000. Сложение по модулю *2* двух комбинаций показывает, что они отличаются друг от друга на кодовое расстояние $d=2$. На рис. 3.5 показаны три кодовые комбинации: *а* — 100, *б* — 010 и *в* — 001 для кода $n=3$. В системах телемеханики этот код нашел широкое применение из-за простоты реализации.

Рассмотрим теперь несколько примеров кодов второй группы.

Код с проверкой на четность. Такой код образуется путем добавления к передаваемой комбинации, состоящей из k информационных символов неизбыточного кода, одного контрольного символа m (0 или 1) так, чтобы общее число единиц в передаваемой комбинации было четным. Таким образом, общее число символов в передаваемой комбинации $n=k+1$, так как $m=1$. В общем случае

$$n = k + m. \quad (3.10)$$

Примеры кодов с проверкой на четность приведены в табл. 3.6.

В первом столбце приведены примеры передачи отдельных комбинаций пятиразрядного двоичного кода на все сочетания (k-символы). Во втором столбце к этим комбинациям приписывается контрольный символ 1, если сумма единиц в кодовой комбинации нечетная, или 0, если сумма единиц четная.

В нашем примере длина исходной кодовой комбинации $k=5$ позволяет при таком числе разрядов передать $N=2^5=32$ кодовые комбинации. Хотя приписывание контрольного символа и увеличивает разрядность

Таблица 3.5

Код с постоянным числом единиц и нулей

Код C_5^2		Код C_7^3
11000	10010	1 0 1 0 1 0 0
01010	00011	0 1 0 1 0 1 0
01100	01001	1 1 1 0 0 0 0
00101	10001	0 0 0 0 1 1 1
00110	10100	1 0 0 1 0 0 1

Таблица 3.6

Код с проверкой на четность

Информационные символы k	Контрольные символы m	Полная кодовая комбинация $n=k+m$
1	2	3
1 1 0 1 1	0	1 1 0 1 1 0
1 0 1 0 1	1	1 0 1 0 1 1
0 0 0 1 0	1	0 0 0 1 0 1
1 1 0 0 0	0	1 1 0 0 0 0
1 1 1 1 0	0	1 1 1 1 0 0
1 1 1 1 1	1	1 1 1 1 1 1

кода до $n=6$, число передаваемых комбинаций остается прежним. Поэтому общее число комбинаций

$$N=2^{n-1}. \tag{3.11}$$

Таким образом, этот код обладает избыточностью, так как вместо $N=2^6=64$ комбинаций может быть послано только $N=2^{6-1}=32$ комбинации.

В кодировании избыточность определяется отношением контрольных символов m к длине слова:

$$И=(n-k)/n=m/n. \tag{3.12}$$

Для пятиразрядного кода с проверкой на четность $И=1/6$. Очевидно, чем длиннее кодовая комбинация, тем меньше избыточность и больше экономичность кода. Добавление контрольного символа увеличивает кодовое расстояние в передаваемых комбинациях от $d=1$ до $d_{min}=2$.

На приемной стороне производят так называемую проверку на четность. В принятых комбинациях подсчитывают количество единиц: если оно четное, считают, что искажений не было. Тогда последний контрольный символ отбрасывают и записывают первоначальную комбинацию. Очевидно, четное число искажений такой код обнаружить не может, так как число единиц при этом снова будет четным. В то же время этот код может обнаружить не только одиночные, но и тройные, пятерные и т. п. ошибки, т. е. любое возможное нечетное число ошибок, так как сумма единиц в принятой кодовой комбинации становится нечетной. Однако если велика вероятность появления многократных ошибок, такой код использовать нецелесообразно, так как, несмотря на то что можно обнаружить все слова с нечетным количеством ошибок, число кодовых комбинаций с четным числом ошибок окажется большим и передача будет сопровождаться сильными искажениями.

Заметим, что по изложенному принципу может быть построен и код с проверкой на нечетность.

Код с числом единиц, кратным трем. Этот код образуется добавлением к k информационным символам двух дополнительных контрольных символов ($m=2$), имеющих такие значения, чтобы сумма единиц, посылаемых в линию кодовых комбинаций, была кратной трем. Примеры комбинаций такого кода представлены в табл. 3.7

Он позволяет обнаружить все одиночные ошибки и любое четное количество ошибок одного типа (например, только переход 0 в 1). Не обнаруживаются двойные ошибки разных типов (смещения) и ошибки одного типа, кратные трем. На приемной стороне полученную комбинацию проверяют на кратность трем. При наличии такой кратности считают, что ошибок не было, два контрольных знака отбрасывают и записывают исходную комбинацию.

Таблица 3.7

Код с числом единиц, кратным трем

Информационные символы k	Контрольные символы m	Полная кодовая комбинация $n=k+m$
0 0 0 1 1 0	1 0	0 0 0 1 1 0 1 0
1 0 0 0 1 1	0 0	1 0 0 0 1 1 0 0
1 0 1 0 1 1	1 1	1 0 1 0 1 1 1 1

Код с удвоением элементов (корреляционный код). Помехоустойчивость кода может быть повышена путем установления определенных зависимостей между элементами кодовых комбинаций. Примером такого кода является корреляционный код, который строится следующим образом.

Каждый элемент двоичного кода на все сочетания передается двумя символами, причем 1 преобразуется в 10, а 0— в 01. Вместо 1010011 передается комбинация 10011001011010.

Таким образом, корреляционный код содержит вдвое больше элементов, чем исходный. На приеме ошибка обнаруживается в том случае, если в парных элементах содержатся одинаковые символы, т. е. 11 или 00 (вместо 10 и 01). При правильном приеме вторые (четные) элементы отбрасываются и остается первоначальная комбинация.

Код обладает высокой помехоустойчивостью, так как ошибка не обнаруживается лишь тогда, когда два рядом стоящих различных символа, соответствующих одному элементу исходной кодовой комбинации, будут искажены так, что 1 перейдет в 0, а 0— в 1.

Инверсный код. В таком коде для увеличения помехоустойчивости к исходной n-разрядной комбинации по определенному правилу добавляется еще n разрядов. В результате в линию посылается удвоенное число символов. Правило образования кода следующее: если в исходной комбинации содержится четное число единиц, то добавляемая комбинация повторяет исходную, если нечетное, то в добавляемых разрядах все 0 превращаются в 1, а 1— в 0 (комбинация инвертируется по отношению к исходной). Примеры составления комбинаций инверсного кода из комбинаций обычного семиразрядного двоичного кода представлены в табл. 3.8.

Таблица 3.8

Инверсный код

Информационные символы k	Контрольные символы m	Инверсный код $n=k+m$
1 1 1 0 0 0 1	1 1 1 0 0 0 1	11100011110001
1 1 1 1 1 0 1	1 1 1 1 1 0 1	11111011111101
1 1 1 1 1 1 1	0 0 0 0 0 0 0	11111110000000
1 1 1 1 1 0 0	0 0 0 0 0 1 1	11111000000011

Прием инверсного кода осуществляется в два этапа. На первом этапе суммируются единицы в первой (основной) группе символов k. Если принятое число информационных символов k четное, то контрольные символы m принимаются без изменений, если нечетное, то символы m инвертируются. На втором этапе контрольные символы m сравниваются с символами k и при наличии хотя бы одного несовпадения вся переданная комбинация $n=k+m$ элементов бракуется. Это поэлементное сравнение эквивалентно суммированию по модулю 2. При отсутствии ошибок в обеих группах символов их сумма равна нулю.

Пусть передана первая комбинация из табл. 3.8. Ниже показано суммирование для трех вариантов приема переданной комбинации:

1) $\oplus \frac{\begin{matrix}1110001\\1110001\end{matrix}}{0000000}$	2) $\oplus \frac{\begin{matrix}110\dot{0}001\\0001110\end{matrix}}{1101111}$	3) $\oplus \frac{\begin{matrix}1110001\\111\dot{1}001\end{matrix}}{0001000}$

В первом варианте искажений нет и число единиц в символах четное, поэтому производится суммирование по модулю 2 с неинвертируемыми символами m, что в результате дает нулевую сумму. Во втором варианте число единиц в символах k нечетное (единица в пятом разряде подавлена помехой, что отмечено точкой над символом), т. е. символы m инвертированы. В третьем варианте искажение возникло в четвертом разряде группы m. Таким образом, из трех вариантов лишь первый оказался без искажений, а второй и третий должны быть забракованы из-за наличия несовпадения в группах символов k и m.

Обнаруживающие возможности инверсного кода достаточно велики. Этому, в частности, способствует метод его построения. Добавление m символов приводит к увеличению минимального кодового расстояния.

После инвертирования обнаруживающие возможности кода изменяются в зависимости от числа разрядов исходного двоичного кода. Так, если передаются все комбинации обычного двоичного кода с $k=2$ (00, 01, 10 и 11), то этот непомехоустойчивый код, превращаясь в инверсный (0000, 0110, 1001 и 1111), увеличивает минимальное кодовое расстояние до $d_{\min}=2$ и позволяет обнаруживать все одиночные ошибки согласно уравнению (3.6) и 67 % двойных ошибок. Действительно, в каждой комбинации может быть $C_4^2=6$ двойных ошибок: так, комбинация 0000 при двойных ошибках примет вид 1100, 0110, 0011, 1001, 1010 и 0101. При этом только второе и четвертое искажения не могут быть обнаружены, так как, инвертируя, например, во второй искаженной комбинации контрольные символы 10 на 01, после их сложения с основными символами получим нули.

У трехразрядного обычного двоичного кода (000, 001, ..., 111) после преобразования его в инверсный код кодовое расстояние увеличивается до $d_{\min}=3$. Это значит, что согласно уравнению (3.6) такой код гарантированно обнаруживает все двойные ошибки. Кроме того, он обнаруживает 80 % тройных и четверных ошибок и все пяти- и шестикратные ошибки.

Четырехразрядный обычный двоичный код (0000, 0001, ..., 1111) после преобразования его в инверсный код имеет $d_{\min}=4$. Он обнаруживает все ошибки во втором, третьем, пятом, шестом и седьмом символах, не обнаруживает 22 % четырехкратных ошибок и совсем не обнаруживает восьмикратные ошибки.

Следует помнить, что высокие помехообнаруживающие возможности инверсного кода достигаются за счет большой избыточности. В этом отношении инверсный код значительно уступает циклическому коду, о котором будет сказано далее.

Описанный инверсный код называют также кодом с повторением и инверсией в отличие от обычного кода с повторением (без инверсии), в котором независимо от четного или нечетного числа единиц в комбинации она дополняется такой же комбинацией. Например, если вторая комбинация из табл. 3.8 будет послана, как и в рассмотренном коде, т. е. 11111011111101, то третья комбинация примет вид 11111111111111. Разница между этими двумя комбинациями в двух символах ($d=2$), тогда как в инверсном коде эти комбинации различаются в семи символах ($d=7$).

Коды с обнаружением и исправлением ошибок

Если кодовые комбинации составлены так, что отличаются друг от друга на кодовое расстояние $d \geqslant 3$, то они образуют корректирующий код, который позволяет по имеющейся в кодовой комбинации избыточности не только обнаруживать, но и исправлять ошибки.

Составление корректирующих кодов производят по следующему правилу. Сначала определяют количество контрольных символов m, которое следует добавить к данной кодовой комбинации, состоящей из k информационных символов. Далее устанавливают место, где эти контрольные символы должны быть расставлены в комбинации, и их состав, т. е. является ли данный контрольный символ 1 или 0. На приеме обычно делают проверку на четность определенной части разрядов.

Коды Хэмминга. Эти коды позволяют исправлять все одиночные ошибки (при $d=3$), а также исправлять все одиночные ошибки и обнаруживать все двойные ошибки (при $d=4$), но не исправлять их. Рассмотрим код Хэмминга, исправляющий все одиночные ошибки.

В качестве исходного берут двоичный код на все сочетания с числом информационных символов k, к которому добавляют контрольные символы m. Таким образом, общая длина закодированной комбинации $n=k+m$.

Рассмотрим последовательность кодирования и декодирования по Хэммингу.

Кодирование. Определение числа контрольных символов. Для этого можно воспользоваться следующими рассуждениями. При передаче по каналу с шумами может быть или искажен любой из n символов кода, или слово передано без искажений. Таким образом, может быть $n+1$ вариантов искажения (включая передачу без искажений). Используя контрольные символы, необходимо различить все $n+1$ вариантов. С помощью контрольных символов m можно описать 2^m событий. Значит, должно быть выполнено условие

$$2^m \geqslant n+1=k+m+1. \tag{3.13}$$

В табл. 3.9 представлена зависимость между k и m, полученная из этого неравенства.

Таблица 3.9

Число контрольных символов m в коде Хэмминга в зависимости от числа информационных символов k

k	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
m	2	3	3	3	4	4	4	4	4	4	4	5	5

Размещение контрольных символов. В принципе место расположения контрольных символов не имеет значения: их можно приписывать и перед информационными символами, и после них, и чередуя информационные символы с контрольными. Однако произвольное расположение контрольных символов затрудняет проверку принятого кода. Для удобства обнаружения искаженного символа целесообразно размещать их на местах, кратных степени 2, т. е. на позициях 1, 2, 4, 8 и т. д. Информационные символы располагаются на оставшихся местах. Поэтому, например, для семиэлементной закодированной комбинации можно записать

$$m_1, m_2, k_4, m_3, k_3, k_2, k_1, \tag{3.14}$$

где k_4 — старший (четвертый) разряд исходной кодовой комбинации двоичного кода, подлежащий кодированию; k_1 — младший (первый) разряд.

3. Определение состава контрольных символов. Какой из символов должен стоять на контрольной позиции (1 или 0), выявляют с помощью проверки на четность. Рассмотрим это на примере комбинации (3.14).

В табл. 3.10 записаны все кодовые комбинации (исключая нулевую) для трехразрядного двоичного кода на все сочетания и рядом справа,

Таблица 3.10

Составление проверочной таблицы для кода Хэмминга

Разряды двоичных чисел			Символы кода	Разряды двоичных чисел			Символы кода
3 (k_3)	2 (k_2)	1(k_1)		3 (k_3)	2 (k_2)	1 (k_1)	
0	0	1	m_1	1	0	0	m_3
0	1	0	m_2	1	0	1	k_3
0	1	1	k_4	1	1	0	k_2
				1	1	1	k_1

сверху вниз проставлены символы комбинации кода Хэмминга записанные в последовательности (3.14). Из табл. 3.10 составляется табл. 3.11, в которой выписаны символы в трех строках в следующей закономерности. В первую строку записываются символы, против которых проставлены единицы в младшем (первом) разряде комбинации двоичного кода в табл. 3.10.

Так, в комбинациях 001, 011, 101 и 111 единицы находятся в младших разрядах, поэтому в первой строке табл. 3.11 записывается символ m_1, против которого стоит единица. Контрольный символ m_2 не записывается в первую проверку, так как число 010 в младшем разряде содержит не 1, а 0. Далее в первую строку записывается символ k_4, так как комбинация 011 на конце содержит 1. Символ m_3 в первую строку не записывается, так как комбинация 100 в первом разряде содержит 0. В первую строку табл. 3.11 запишутся символы k_3 и k_1 вследствие того, что комбинации 101 и 111 в первом разряде имеют единицы.

Во вторую строку проверочных коэффициентов (табл. 3.11) записываются символы, против которых проставлены единицы во втором разряде двоичного кода.

Так, комбинации 010, 011, 110 и 111 содержат во втором разряде 1, поэтому вторая строка проверочных коэффициентов состоит из символов m_2, k_4, k_2 и k_1

В третью строку записываются символы, против которых проставлены единицы в третьем разряде двоичного кода (m_3, k_3, k_2 и k_1).

В случае кодирования более длинных кодовых комбинаций табл. 3.10 и 3.11 должны быть расширены, так как должны быть записаны четвертая, пятая и т. д. строки проверочных коэффи-

Таблица 3.11

Проверочная таблица для кода Хэмминга

m_1	$\oplus k_4$	$\oplus k_3$	$\oplus k_1$
m_2	$\oplus k_4$	$\oplus k_2$	$\oplus k_1$
m_3	$\oplus k_3$	$\oplus k_2$	$\oplus k_1$

циентов. Для этого нужно лишь увеличить число разрядов двоичного кода в табл.3.10. Так, для комбинации m_1, m_2, k_{11}, m_3, k_{10}, k_9, k_8, m_4, k_7, k_6, k_5, k_4, k_3, k_2, k_1 табл. 3.11 будет состоять из четырех строк.

Первая строка — m_1, k_{11}, k_{10}, k_8, k_7, k_5, k_3, k_1, в которой символы следуют через одну позицию, как и единицы в первом разряде двоичного кода, т. е. проверяются символы на позициях 1, 3, 5, 7, 9, 11, 13 и 15 (на позиции 1 стоит символ m_1, на позиции 3 — символ k_{11} и т. д.).

Вторая строка — m_2, k_{11}, k_9, k_8, k_6, k_5, k_2, k_1, в которой символы следуют через две позиции по две подряд начиная со второй, как и единицы во втором разряде двоичного кода, т. е. проверяются символы на позициях 2, 3, 6, 7, 10, 11, 14, и 15 (на позиции 2 стоит символ m_2, на позиции 3— символ k_{11} и т. д.).

Третья строка — m_3, k_{10}, k_9, k_8, k_4, k_3, k_2, k_1, в которой символы следуют через четыре позиции по четыре подряд, как и единицы в четвертом разряде двоичного кода, т. е. проверяются символы на позициях 4, 5, 6, 7, 12, 13, 14, 15.

Четвертая строка — m_4, k_7, k_6, k_5, k_4, k_3, k_2, k_1, в которой символы следуют через восемь позиций по восемь подряд, как и единицы в четвертом разряде двоичного кода, т. е. проверяются символы на позициях 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14, 15.

Число проверок, а значит, и число строк в табл 3.11 равно числу контрольных символов m.

Состав контрольных символов с помощью проверок определяют следующим образом. Суммируют информационные символы, входящие в каждую строку табл. 3.11; если сумма единиц в данной строке четная, то значение символа m, входящего в эту строку, равно 0, если нечетная, то 1. По первой строке табл. 3.11 определяют значение символа m_1, по второй — m_2, по третьей — m_3.

Декодирование. Для проверки правильности комбинации снова используют метод проверки на четность. Если комбинация принята без искажения, то сумма единиц по модулю 2 даст нуль. При искажении какого-либо символа суммирование при проверке может дать единицу. По результату суммирования каждой из проверок составляют двоичное число, указывающее на место искажения. Например, первая и вторая проверки показали наличие искажения, а суммирование при третьей проверке дало нуль. Записываем число 011=3, которое означает, что в третьем символе кодовой комбинации, включающей и контрольные символы (счет производится слева направо), возникло искажение, поэтому этот символ нужно исправить на обратный ему, т. е. 1 на 0 или 0 на 1. После этого контрольные символы, стоящие на заранее известных местах, отбрасывают.

Пример 3.1. Предположим, что нужно передать комбинацию 1101, т. е. $k=4$, закодировав ее по Хэммингу.

Согласно табл. 3.9, число контрольных символов $m=3$, и размещаются они на позициях 1, 2 и 4, а информационные — на позициях 3, 5, 6 и 7. Эту последовательность в общем виде можно записать так:

$$\begin{matrix} m_1 & m_2 & k_4 & m_3 & k_3 & k_2 & k_1 \\ ? & ? & 1 & ? & 1 & 0 & 1 \end{matrix} \qquad (3.15)$$

Для определения контрольных символов заполняем табл 3.11 значениями из последовательности (3.15). По полученной табл. 3.12 производим проверку на четность.

Пример составления таблицы для кода Хэмминга Таблица 3.12

$m_1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$
$m_2 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1$
$m_3 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1$

Для того чтобы первая строка после проставления в нее значения символа m дала в сумме четное число, необходимо, чтобы $m_1=1$ $(m_1 \oplus k_4 \oplus k_3 \oplus k_1 = 1 \oplus 1 \oplus \oplus 1 \oplus 1 = 0)$. Вторая строка в сумме даст четное число, если $m_2=0$ $(0 \oplus 1 \oplus 0 \oplus 1 = =0)$. Так же можно определить, что $m_3=0$. Таким образом, в линии будет послан код 1 0 1 0 1 0 1.

Предположим, что при передаче помеха исказила один из символов и был принят код 1010111. Для нахождения номера ошибки принятого символа снова используют метод проверки на четность по табл. 3.11. Для этого запишем:

m_1	m_2	k_4	m_3	k_3	k_2	k_1
1	0	1	0	1	1	1

По полученной последовательности символов и по табл. 3.11 составляем табл. 3.13. После заполнения этой таблицы сумма символов первой строки оказалась четной $(1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1 = 0)$, поэтому для четности справа в первой строке табл. 3.13 приписываем нуль. Сумма символов второй строки равна трем, поэтому

Таблица 3.13

Пример декодирования кода Хэмминга

$1 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$	0
$0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$	1
$0 \oplus 1 \oplus 1 \oplus 1$	1

справа для четности добавляем единицу. Для получения четности необходимо приписать единицу также к третьей строке.

Все три приписанных символа дали двоичное число 110 (не 011!), так как первая проверка производилась по младшим разрядам двоичного кода. Двоичное число 110 означает десятичное число 6. Это значит, что искажение произошло в шестом символе, считая слева направо, и символ 1 нужно исправить на 0. Так как места расположения контрольных символов заранее известны, то после коррекции контрольные символы выбрасывают и получают переданную кодовую комбинацию, состоящую из одних информационных символов 1101.

Итак, для повышения помехоустойчивости кода необходимо посылать дополнительные контрольные символы, которые увеличивают длину кодовой комбинации, вследствие чего появляются избыточные кодовые комбинации, не используемые непосредственно для передачи информации. Так, семиразрядный код в принципе обеспечивает передачу $2^7=128$ кодовых комбинаций, однако количество информационных символов в семиразрядном коде Хэмминга $k=4$, т. е. полезных информационных посылок всего $N_k=2^4=16$. Остальные 112 кодовых комбинаций из 128 предназначены для обеспечения помехоустойчивости кода и являются запрещенными.

Ранее был рассмотрен код Хэмминга с исправлением одиночной ошибки. Такие коды применяют в том случае, если статистика показывает, что наиболее вероятны одиночные искажения в канале связи. Однако если вероятность искажения двух символов в кодовой комбинации велика, то целесообразно применение кода Хэмминга, позволяющего исправить одиночные ошибки, если была только одиночная ошибка, и, кроме того, обнаружить двойные ошибки, если были две ошибки.

Этот код строится на базе кода, исправляющего одиночные ошибки, путем добавления дополнительного контрольного символа к закодированной комбинации, которой позволяет производить проверку на четность всей комбинации. Поэтому контрольный символ должен быть равен единице, если число единиц в закодированной комбинации нечетное, и нулю, если число единиц четное.

В табл. 3.14 приводится несколько комбинаций четырехразрядного двоичного кода, закодированных для исправления одиночной ошибки, с добавлением дополнительного контрольного разряда $m_{доп}$ с целью проверки этих комбинаций на четность.

Таблица 3.14

Примеры кодов Хэмминга

Десятичный эквивалент	Позиции, разряды и обозначения кода							$m_{доп}$
			2^3		2^2	2^1	2^0	
	m_1	m_2	k_4	m_3	k_3	k_2	k_1	
1	1	1	0	1	0	0	1	0
2	0	1	0	1	0	1	0	1
3	1	0	0	0	0	1	1	1
4	1	0	0	1	1	0	0	1
5	0	1	0	0	1	0	1	1
6	1	1	0	0	1	1	0	0
7	0	0	0	1	1	1	1	0
8	1	1	1	0	0	0	0	1

При проверках принятой комбинации возможны следующие варианты:

1) ошибок нет (прием верен); это показывают как общая проверка на четность, так и частные проверки (для рассматриваемого кода частных проверок три), в процессе которых $m_{доп}$ отбрасывается;

2) одиночная ошибка; общая проверка на четность показывает наличие ошибки (сумма единиц по модулю 2, входящих в кодовую комбинацию, не дает нуль), а частные проверки комбинации без разряда $m_{доп}$ указывают на номер искаженного символа (нулевое значение числа, полученное в результате проверки, свидетельствует об искажении в дополнительной контрольной позиции);

3) две ошибки; общая проверка на четность указывает на отсутствие ошибок, а частные проверки — на наличие ошибок (указывается номер позиции, где якобы возникла ошибка, однако ее не следует исправлять, а лишь констатировать наличие двух ошибок).

Добавление дополнительного контрольного символа к закодированной для исправления одиночной ошибки кодовой комбинации увеличивает кодовое расстояние с $d=3$ до $d=4$, что следует из уравнения (3.5), так как $r=2$, $s=1$, а $d=2+1+1=4$.

Циклические коды. Циклические коды относятся к числу блоковых систематических кодов, в которых каждая комбинация кодируется самостоятельно (в виде блока) таким образом, что информационные k и контрольные m символы всегда находятся на определенных местах.

Возможность обнаружения и исправления практически любых ошибок при относительно малой избыточности по сравнению с другими кодами, а также простота схемной реализации аппаратуры кодирования и декодирования сделали эти коды широко распространенными.

Теория циклических кодов базируется на теории групп и алгебре многочленов над полем Галуа. Конспективно некоторые материалы из этой теории были изложены в начале главы, другие будут приводиться по ходу изложения.

Многочлен (полином), который можно представить в виде произведения многочленов низших степеней, называют приводимым (в данном поле), в противном случае — неприводимым. Неприводимые многочлены играют роль, сходную с простыми числами в теории чисел. Неприводимые многочлены $P(X)$ можно записать в виде десятичных или двоичных чисел либо в виде алгебраического многочлена (табл. 3.15).

Неприводимые многочлены и их эквиваленты

$P(X^1)=X+1\to 3\to 11$	$P(X^5)=X^5+X^3+X^2+X+1\to 47\to 101111$
$P(X^2)=X^2+X+1\to 7\to 111$	$P(X^5)=X^5+X^4+X^2+X+1\to 55\to 110111$
$P(X^3)=X^3+X+1\to 11\to 1011$	$P(X^5)=X^5+X^4+X^3+X+1\to 59\to 111011$
$P(X^3)=X^3+X^2+1\to 13\to 1101$	$P(X^5)=X^5+X^4+X^3+X^2+1\to 61\to 111101$
$P(X^4)=X^4+X+1\to 19\to 10011$	$P(X^6)=X^6+X+1\to 67\to 1000011$
$P(X^4)=X^4+X^3+1\to 25\to 11001$	$P(X^7)=X^7+X^3+1\to 137\to 10001001$
$P(X^4)=X^4+X^3+X^2+X+1\to 31\to 11111$	$P(X^8)=X^8+X^4+X^3+X^2+1\to 285\to 100011101$
$P(X^5)=X^5+X^2+1\to 37\to 100101$	$P(X^9)=X^9+X^1+1\to 1041\to 1000010001$
$P(X^5)=X^5+X^3+1\to 41\to 101001$	$P(X^{10})=X^{10}+X^3+1\to 2057\to 10000001001$

В табл. 3.15 указаны все неприводимые многочлены до пятой степени включительно, используемые для построения циклических кодов. Многочлены более высоких степеней приводятся лишь выборочно.

Многочлен в поле двоичных чисел называется неприводимым, если он делится без остатка только на себя или на единицу; что касается многочленов, приведенных в табл. 3.15, то это определение справедливо только для конечного поля двоичных чисел.

В основу циклического кодирования положено использование неприводимого многочлена $P(X)$, который применительно к циклическим кодам называется образующим, генераторным или производящим многочленом (полиномом).

Методы построения циклических кодов. В качестве информационных символов k для построения циклических кодов берут комбинации двоичного кода на все сочетания. В общем случае, если заданную кодовую комбинацию $Q(X)$ умножить на образующий многочлен $P(X)$, получится циклический код, обладающий теми или иными корректирующими свойствами в зависимости от выбора $P(X)$. Однако в этом коде контрольные символы m будут располагаться в самых разнообразных местах кодовой комбинации. Такой код не является систематическим, что затрудняет его схемную реализацию. Ситуацию можно значительно упростить, если контрольные символы приписать в конце кода, т. е. после информационных символов. Для этой цели целесообразно воспользоваться следующим методом.

1. Умножаем кодовую комбинацию $G(X)$, которую мы хотим закодировать, на одночлен X^m, имеющий ту же степень, что и образующий многочлен $P(X)$.

2. Делим произведение $G(X)X^m$ на образующий многочлен $P(X^m)$:

$$\frac{G(X)X^m}{P(X)}=Q(X)+\frac{R(X)}{P(X)}, \tag{3.16}$$

где $Q(X)$ — частное от деления; $R(X)$ — остаток.

Умножая выражение (3.16) на $P(X)$ и перенося $R(X)$ в другую часть равенства, согласно правилам алгебры двоичного поля, т. е. без перемены знака на обратный, получаем

$$F(X)=Q(X)P(X)=G(X)X^m+R(X). \tag{3.17}$$

Таким образом, согласно равенству (3.17), циклический код, т. е. закодированное сообщение $F(X)$, можно образовать двумя способами:

1) умножением одной из комбинаций двоичного кода на все сочетания [комбинация $Q(X)$ принадлежит к той же группе того же кода, что и заданная комбинация $G(X)$] на образующий многочлен $P(X)$;

2) умножением заданной кодовой комбинации $G(X)$ на одночлен X^m, имеющий ту же степень, что и образующий многочлен $P(X)$, с добавлением к этому произведению остатка $R(X)$, полученного после деления произведения $G(X)X^m$ на образующий многочлен $P(X)$.

Пример 3.2. Требуется закодировать одну из комбинаций двоичного кода, представленную в первом столбце табл. 3.4, например комбинацию 1101, что соответствует $G(X)=X^3+X^2+1$.

Не останавливаясь на выборе образующего многочлена $P(X)$, о чем будет сказано подробно далее, возьмем из табл. 3.15 многочлен $P(X^3)=X^3+X+1\rightarrow 1011$.

Умножая $G(X)$ на X^m, который имеет третью степень, получим

$$G(X)\cdot X^3=(X^3+X^2+1)\cdot X^3=X^6+X^5+X^3\rightarrow 1101000.$$

От умножения степень каждого многочлена повысилась, что эквивалентно приписыванию трех нулей к многочлену, выраженному в двоичной форме.

Разделив произведение $G(X^m)$ на образующий многочлен $P(X^m)$, согласно (3.16) получим

$$\frac{X^6+X^5+X^3}{X^3+X+1}=(X^3+X^2+X+1)+\frac{1}{X^3+X+1}$$

или в двоичном эквиваленте

$$\frac{1101000}{1011}=1111+\frac{001}{1011}.$$

Таким образом, в результате деления получаем частное $Q(X)$ той же степени, что и $G(X)$:

$$Q(X)=X^3+X^2+X+1\rightarrow 1111$$

и остаток:

$$R(X)=1\rightarrow 001.$$

В итоге комбинация двоичного кода, закодированная циклическим кодом, согласно (3.17) примет вид

$$F(X)=1111\cdot 1011=1101000+001=1101001.$$

Действительно, умножение $1111\cdot 1011$ (первый способ) даст тот же результат, что и сложение $1101000+001$ (второй способ).

Циклические коды, обнаруживающие одиночную ошибку ($d=2$). Код, образованный многочленом $P(X)=X+1$, обнаруживает не только одиночную ошибку, но и любое нечетное число ошибок.

Предположим, что необходимо закодировать сообщение $G(X)=X^3+X^2+1\rightarrow 1101$ с помощью образующего многочлена $P(X)=X+1\rightarrow 11$.

Умножим $G(X)$ на X^m, что эквивалентно добавлению нуля справа, так как $m=1$, поскольку $P(X)$ имеет первую степень: $(X^3+X^2+1)X=X^4+X^3+X\rightarrow 11010$.

Разделив полученное выражение на $P(X)$, найдем, что остаток $R(X)=1$. Следовательно, кодовый многочлен циклического кода в соответствии

с уравнением (3.17) будет иметь вид

$$F(X)=G(X)X^m+R(X)=X^4+X^3+X+1 \rightarrow 11010+1=11011.$$

Таким образом, в этом закодированном сообщении 11011 $n=5$, $k=4$ и $m=1$, т. е. информационным символом является комбинация 1101, а контрольным — единица в младшем разряде.

Сообщение, которое было закодировано (1101), является одной из 16 комбинаций четырехразрядного кода. Если требуется передать все эти сообщения в закодированном виде, то каждое из них следует кодировать так же, как и комбинацию 1101. Однако проделывать дополнительные 15 расчетов (в общем случае 2^k расчетов) нет необходимости. Это можно сделать проще, путем составления образующей (порождающей) матрицы.

Образующая матрица составляется из единичной транспонированной матрицы и матрицы дополнений.

Транспонированная единичная матрица была рассмотрена в § 3.1. Число ее столбцов равно числу информационных символов k. Матрица дополнений получается из остатков от деления единицы с нулями на образующий многочлен $P(X)$, выраженный в двоичном эквиваленте. Число остатков равно числу информационных символов (пример получения остатков был приведен в § 3.2).

Как следует из результатов деления единицы с нулями на $P(X)=X+$ $+1 \rightarrow 11$, все остатки оказываются равными единице. Поэтому образующая матрица имеет вид

	Единичная транспонированная матрица	Матрица дополнений
a_1	0001	1
a_2	0010	1
a_3	0100	1
a_4	1000	1

Четыре кодовые комбинации, из которых состоит образующая матрица, являются первыми кодовыми комбинациями циклического кода. Пятая комбинация нулевая, а так как в четырехразрядном непомехозащищенном коде всего $N=2^4=16$ комбинаций, то остальные 11 ненулевых комбинаций находят суммированием по модулю 2 всевозможных комбинаций строк образующей матрицы:

5. 00000
6. $a_1 \oplus a_2=00110$
7. $a_1 \oplus a_3=01010$
8. $a_1 \oplus a_4=10010$
9. $a_2 \oplus a_3=01100$
10. $a_2 \oplus a_4=10100$
11. $a_3 \oplus a_4=11000$
12. $a_1 \oplus a_2+a_3=01111$
13. $a_2 \oplus a_3+a_4=11101$
14. $a_1 \oplus a_3+a_4=11011$
15. $a_1 \oplus a_2+a_4=10111$
16. $a_1 \oplus a_2+a_3+a_4=11110$

Сгруппируем полученные комбинации следующим образом:

1.	00011	2.	00101	12.	01111
6.	00110	7.	01010	16.	11110
9.	01100	10.	10100	13.	11101
11.	11000	3.	01001	14.	11011
4.	10001	8.	10010	15.	10111

Видно, что в первом столбце от комбинации к комбинации две рядом стоящие единицы сдвигаются на один символ влево, во втором столбце циклически сдвигаются две единицы, не стоящие рядом друг с другом, а в третьем столбце происходит циклический сдвиг четырех единиц. Этот циклический сдвиг одной комбинации по отношению к другой и определил название кодов — циклические.

Заметим, что циклический сдвиг является результатом умножения кодовой комбинации на X. Действительно, вторую комбинацию можно записать как $00101 \to X^2+1$, седьмую — как $(X^2+1)X = X^3+X \to 01010$ и т. п. Если при умножении на X степень становится равной X^{m+1}, то полученный результат нужно разделить на $X+1$. Например, если комбинацию $10101 \to X^4+X^2+1$ умножить на X, то получим X^5+X^3+X. Деля полученное выражение на X^5+1, найдем остаток $X^3+X+1 \to 01011$. Многочлен 01011 и является результатом циклического сдвига на один разряд влево многочлена 10101.

Рассмотрение полученных комбинаций показывает, что все они имеют четное число единиц. Действительно, контрольные символы оказываются равными единице при нечетном числе единиц в исходной комбинации и нулю при четном числе единиц. Таким образом, циклический код с обнаружением одиночной ошибки является обычным кодом с четным числом единиц.

Циклические коды с $d=3$. Эти коды могут обнаруживать одиночные и двойные ошибки или обнаруживать и исправлять одиночные ошибки.

1. Выбор числа контрольных символов. Есть два способа выбора числа m. При первом способе исходят из того, что число контрольных символов $m=n-k$ зависит от числа информационных символов, а значит, и от длины всей кодовой комбинации. Выбор m производится, как и для кода Хэмминга, с исправлением одиночной ошибки. Условие (3.13) может быть записано в виде

$$m = E'' \log_2 (n+1), \tag{3.18}$$

где E''— знак округления в сторону большего значения.

При втором способе число контрольных символов m определяется по эмпирической формуле

$$m = E'' \log_2 [(k+1) + E'' \log_2 (k+1)]. \tag{3.19}$$

В основу выбора m в последнем выражении положено значение числа информационных разрядов. Это удобно, так как первое, что известно в начале кодирования,— именно число разрядов информационных символов. Уравнение (3.19) дает тот же результат, что и (3.18). Заметим, что если в (3.18) вместо n подставить k, получится тот же результат, что и в (3.19), начиная с $k=8$.

Из (3.18) вытекает, что наиболее экономичными являются коды, для которых $\log_2(n+1)$ выражается целым числом, т. е. когда длина кодовой комбинации

$$n=2^m-1, \tag{3.20}$$

где m должно быть целым числом. Так, при $k=11$ $n=15$ и $m=4$ бсз всяких округлений. Но при $k=12$ $n=17$, так как $m=5$ выбрано с округлением в сторону большего значения, что увеличивает избыточность кода: в первом случае $И=4/15=0,266$, во втором $И=5/17=0,295$.

2. Выбор образующего многочлена $P(X)$. Степень образующего многочлена l не может быть меньше числа контрольных символов m. Это значит, что если $m=3$, то из табл. 3.15 можно выбрать любой образующий многочлен $P(X)$ начиная с третьей степени и выше. Для упрощения технической реализации кодирования степень $P(X)$ следует выбирать равной числу m, т. е. $l=m$. Если в таблице имеется ряд многочленов с данной степенью, то из них следует выбрать самый короткий. Однако число ненулевых членов многочлена $P(X)$ не должно быть меньше кодового расстояния d.

3. Нахождение элементов дополнительной матрицы. Дополнительную матрицу находят путем деления единицы с нулями на выбранный многочлен $R(X)$ и выписывания всех промежуточных остатков, как показано в § 3.2. При этом должны быть соблюдены следующие условия:

а) число остатков должно быть равно числу информационных символов k;

б) для дополнительной матрицы пригодны лишь остатки с весом W, не меньшим числа обнаруживаемых ошибок r, т. е. в данном случае не меньшим 2 ($W\geqslant 2$); так обнаруживается не менее двух ошибок.

Из условий а) и б) определяется количество нулей, приписываемых к единице при делении ее на многочлен $P(X)$;

в) так как элементы дополнительной матрицы являются для данной комбинации контрольными символами, то число разрядов дополнительной матрицы равно числу контрольных символов m. Вследствие того, что степень образующего многочлена выбирают равной m, число разрядов дополнительной матрицы равно также степени образующего многочлена. Например, если $m=3$, а остаток равен 11, то он должен быть записан как 011. Из сказанного вытекает, что разрядность остатка равна степени образующего многочлена.

4. Составление образующей матрицы. Берут транспонированную единичную матрицу и справа приписывают к ней элементы дополнительной матрицы. Пример составления образующей матрицы был дан при рассмотрении циклического кода с обнаружением одиночной ошибки.

5. Нахождение всех комбинаций циклического кода данной группы. Это достигается суммированием по модулю 2 всевозможных сочетаний строк образующей матрицы, как было показано при рассмотрении циклического кода с обнаружением одиночной ошибки.

Пример 3.3. Образовать циклический код, позволяющий обнаруживать двукратные ошибки или исправлять одиночную ошибку из всех комбинаций двоичного кода на все сочетания с числом информационных символов $k=4$ (комбинации выписаны в табл. 3.4, столбец 1).

По уравнению (3.19) находим число контрольных символов:

$$m=E'' \log_2[(4+1)+E''\log_2(4+1)]=E'' \log_2(5+3)=3.$$

Из табл. 3.15 выбираем один из образующих многочленов третьей степени. Пусть $P(X)=X^3+X+1 \to 1011$. Находим остатки от деления единицы с нулями на $P(X)$, которые соответственно равны 011, 110, 111, 101. Остатков должно быть четыре согласно числу информационных символов. Выписывая транспонированную единичную матрицу и приписывая к ней справа матрицу дополнений в виде остатков, получаем образующую матрицу

	k_4	k_3	k_2	k_1	m_3	m_2	m_1
a_1	0	0	0	1	0	1	1
a_2	0	0	1	0	1	1	0
a_3	0	1	0	0	1	1	1
a_4	1	0	0	0	1	0	1

Так как все члены единичной матрицы являются комбинациями заданного четырехразрядного двоичного кода, то четыре комбинации образующей матрицы представляют собой четыре комбинации требуемого циклического кода. Остальные 11 комбинаций циклического кода (начиная с пятой) могут быть получены путем суммирования по модулю 2 этих четырех комбинаций образующей матрицы так, как было проделано для кода с $d=2$:

5. $a_1 \oplus a_2 = 0011101$
6. $a_1 \oplus a_3 = 0101100$
7. $a_1 \oplus a_4 = 1001110$
8. $a_2 \oplus a_3 = 0110001$
9. $a_2 \oplus a_4 = 1010011$
10. $a_3 \oplus a_4 = 1100010$
11. $a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 = 0111010$
12. $a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 = 1011000$
13. $a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1101001$
14. $a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1110100$
15. $a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1111111$

Заметим, что комбинация 13 была получена при выводе уравнения (3.17). Если сложить комбинации $1 \oplus 2 \oplus 4$, то получим циклический код 1011000, в котором контрольными символами являются одни нули. Нулевая комбинация может быть также использована: у нее все символы — нули.

Как следует из табл. 3.15, в качестве образующего можно было бы взять и многочлен $P(X)=X^3+X^2+1 \to 1101$. В этом случае образующая матрица приняла бы вид

a_1 ‖ 0001101 ‖
a_2 ‖ 0010111 ‖
a_3 ‖ 0100011 ‖
a_4 ‖ 1000110 ‖

$a_1 \oplus a_2 = 0011010$
$a_2 \oplus a_3 = 0110100$
$a_1 \oplus a_4 = 1001011$
$a_3 \oplus a_4 = 1100101$
$a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 = 0111001$
$a_1 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1101001$
$a_1 \oplus a_2 \oplus a_4 = 1011100$
$a_1 \oplus a_2 \oplus a_3 \oplus a_4 = 1111111$
$a_1 \oplus a_3 = 0101110$
$a_2 \oplus a_4 = 1010001$

Многочлен $P(X)=X^3+X+1 \to 1011$ называется обратным или двойственным многочленом многочлена $P(X)=X^3+X^2+1 \to 1101$. Действительно, сравнивая записанные в двоичной форме выражения обоих многочленов, видим, что нули и единицы в обратном многочлене расположены зеркально относительно основного многочлена, т. е. младший разряд становится старшим. Так, многочлен 1110101 является обратным многочлену

1010111. Двойственный многочлен можно записать в виде

$$P^*(X)=X^{n-1}P(X^{-1}). \quad (3.21)$$

В нашем примере $P^*(X)=X^3(X^{-3}+X^{-2}+1)=X^3+X+1$. Использование двойственных многочленов расширяет возможности построения циклических кодов, так как если $P(X)$ — неприводимый многочлен, то и многочлен $P^*(X)$ также неприводим.

Циклическое кодирование можно осуществлять не только путем составления образующей матрицы из транспонированной матрицы и матрицы дополнения. Тот же результат достигается, если каждый из членов единичной транспонированной матрицы умножить на образующий многочлен. Так, если образующий многочлен $P(X)=X^3+X+1\to 1011$, то умножение транспонированной единичной матрицы на этот многочлен даст

0001 × 1011 = 0001011
0010 × 1011 = 0010110
0100 × 1011 = 0101100
1000 × 1011 = 1011000

Заметим, что, например, умножение 0100 × 1011 эквивалентно 1011 × 100 = 101100. Нуль слева (0101100) приписывается для комплектности кода. Результатом умножения явился циклический сдвиг образующего многочлена. Сложением полученных комбинаций можно образовать те же комбинации, что и с помощью двух предыдущих образующих матриц.

Нами был выбран в качестве исходного четырехэлементный двоичный код на все сочетания ($k=4$), что позволило образовать $2^4=16$ комбинаций циклического кода. Эти комбинации являются разрешенными, так как после кодирования разрядность кода из-за наличия контрольных символов $m=3$ увеличилась до $n=7$. Из 128 комбинаций семиразрядного двоичного кода 112 будут неразрешенными. При этом сравнение комбинаций, полученных с помощью образующей матрицы обоими многочленами, показывает, что из 32 комбинаций совпадают только нулевые и составленные из одних единиц.

Таким образом, из двоичного кода на все сочетания ($k=4$) были образованы два циклических кода с помощью различных образующих многочленов: $P(X)=1011$ и $P(X)=1101$. При этом, несмотря на то что в каждом коде комбинации различны, оба кода вполне правомочны, так как комбинации в каждом из них отличаются друг от друга на кодовое расстояние $d=3$. В то же время сравнение кодов, составленных образующей матрицей [многочлен $P(X)=X^3+X+1$] и умножением транспонированной матрицы на тот же многочлен, показывает полную идентичность комбинации этих кодов.

Теперь, когда ясна роль образующего многочлена при составлении циклических кодов, вырисовываются также следующие его свойства, которые могут помочь при изучении более сложных циклических кодов.

Первое свойство образующего многочлена заключается в том, что все разрешенные комбинации делятся на него без остатка. Это свойство следует из (3.17), и его можно проверить, разделив любую комбинацию кода на образующий ее многочлен. Таким образом, многочлен $P(X)$ как бы

позволяет образовать или выбрать из большего числа комбинации, удовлетворяющие только заданному закону построения кода, т. е. разрешенные. Поэтому многочлен $P(X)$ и называется образующим.

Второе свойство образующего многочлена таково, что на него делится без остатка не только разрешенная комбинация, имеющая степень $n-1$, но и двучлен X^n+1. В нашем примере $n=7$. При делении числа 10000001 на 1011 получается частное 10111 без остатка. Это значит, что образующий многочлен входит в качестве сомножителя в разложение двучлена X^n+1, который с учетом равенства (3.20) можно записать в виде $X^{2^m-1}+1$. Так для двучлена $X^{2^3-1}+1$ составляющие сомножители разложения должны быть неприводимыми многочленами, степени которых являются делителями числа $m=3$. К числам, на которые $m=3$ делится без остатка, относятся 1 и 3. Из табл. 3.15 выпишем все неприводимые многочлены первой и третьей степеней, которые и явятся сомножителями в разложении двучлена X^7+1:

$$X^7+1=(X+1)(X^3+X+1)(X^3+X^2+1). \tag{3.22}$$

Один из неприводимых многочленов третьей степени и должен быть выбран для кодирования, если $k=4$. Заметим, что такое разложение двучлена X^n+1 является одним из методов выбора образующего многочлена.

В рассмотренном примере при $k=4$ и $m=3$ $n=k+m=7$. В литературе циклические коды такого типа называются кодами (7,4). Из примера не следует, что для всех циклических кодов с обнаружением двойной ошибки образующий многочлен будет всегда иметь третью степень. Чем больше длина кода, тем выше степень образующего многочлена, что объясняется увеличением числа контрольных символов. Так, при $k=26$ согласно уравнению (3.19) $m=5$. Это значит, что степень образующего многочлена должна быть не меньше пятой. Такой код обозначают как код (31, 26).

Циклические коды с $d=4$. Эти коды могут обнаруживать одиночные, двойные и тройные ошибки или обнаруживать двойные и исправлять одиночные ошибки.

1. Выбор числа контрольных символов. Число контрольных символов в этом коде должно быть на единицу больше, чем для кода с $d=3$:

$$m_{d=4}=m_{d=3}+1. \tag{3.23}$$

Для нахождения $m_{d=3}$ можно воспользоваться уравнением (3.19). Если число контрольных символов определяется, как в коде Хэмминга, то уравнение (3.18) примет вид

$$m_{d=4}=1+\log_2(n+1). \tag{3.24}$$

2. Выбор образующего многочлена. Образующий многочлен $P(X)_{d=4}$ равен произведению двучлена $(X+1)$ на многочлен $P(X)_{d=3}$:

$$P(X)_{d=4}=(X+1)P(X)_{d=3}. \tag{3.25}$$

Это объясняется тем, что двучлен $(X+1)$ позволяет обнаружить все одиночные и тройные ошибки, а многочлен $P(X)$ — двойные ошибки. Так,

для кода (7,3), обнаруживающего все трехкратные ошибки, можно было бы выбрать $P(X)_{d=4}=(X+1)(X^3+X+1)$.

В общем случае степень l многочлена $P(X)_{d=4}$ равна числу m. Дальнейшая процедура кодирования остается такой же, как и при образовании кода с обнаружением двойной ошибки.

Пример 3.4. Требуется закодировать сообщение 10101010101010 циклическим кодом с $d=4$:

$$G(X)=X^{13}+X^{11}+X^9+X^7+X^5+X^3+X \rightarrow 10101010101010.$$

Определяем число контрольных символов по уравнению (3.19):

$$m_{d=3}=E'' \log_2[(14+1)+E'' \log_2(14+1)]=E'' \log_2(15+4)=5.$$

Из уравнения (3.23) следует, что $m_{d=4}=5+1=6$.

Выбираем из табл. 3.15 образующий многочлен для $d=3$. Пусть $P(X)_{d=3}=X^5+X^2+1$. Тогда

$$P(X)_{d=4}=(X+1)(X^5+X^2+1)=X^6+X^5+X^3+X^2+X+1.$$

Так как необходимо закодировать только одно сообщение $G(X)$, а не весь ансамбль двоичных кодов с $k=14$, то в дальнейшем будем придерживаться процедуры кодирования, выполняемой по уравнению (3.17). Выбираем одночлен $X^m=X^6$. Тогда

$$X^m G(X)=X^{19}+X^{17}+X^{15}+X^{13}+X^{11}+X^9+X^7 \rightarrow 10101010101010000000.$$

Разделив полученное выражение на $P(X)_{d=4}$, находим остаток:

$$R(X)=X^4+X^3+X^2+X+1 \rightarrow 011111.$$

Следовательно, передаваемая закодированная комбинация будет иметь вид

$$F(X)=(X^{19}+X^{17}+X^{15}+X^{13}+X^{11}+X^9+X^7)+(X^4+X^3+X^2+X+1).$$

$$\underbrace{10101010101010}_{\text{Информационные символы}}\underbrace{011111}_{\text{Контрольные символы}}$$

Циклические коды с $d \geqslant 5$. Эти коды, разработанные Боузом, Чоудхури и Хоквинхемом (сокращенно коды БЧХ), позволяют обнаруживать и исправлять любое число ошибок. Заданными при кодировании является число ошибок s, которое следует исправить, и общее число символов, посылаемых в линию, т. е. длина слова n. Числа информационных символов k и контрольных символов m, а также состав контрольных символов подлежат определению.

Методика кодирования такова.

1. Выбор длины слова. При кодировании по методу БЧХ нельзя выбирать произвольную длину слова n. Первым ограничением является то, что слово может иметь только нечетное число символов. Однако даже при этом не все нечетные числа могут составлять длину слова. Здесь могут быть два случая: 1) по заданному n находят такое число h, чтобы удовлетворялось равенство $2^h-1=n$. Например, при $n=7$ $h=3$, при $n=15$ $h=4$, при $n=31$ $h=5$, при $n=63$ $h=6$ и т. д.; 2) находят такое число h, чтобы удовлетворялось равенство

$$(2^h-1)/g=n, \tag{3.26}$$

где $h>0$— целое число, а g — нечетное положительное число, при делении на которое n получается целым нечетным числом.

Разлагая $2^n - 1$ на сомножители, получаем следующие числа n и g:

$7 = 2^3 - 1 = 7$

$15 = 2^4 - 1 = 5 \times 3$

$31 = 2^5 - 1 = 31$

$63 = 2^6 - 1 = 7 \times 3 \times 3 = 21 \times 3$

$127 = 2^7 - 1 = 127$

$255 = 2^8 - 1 = 17 \times 5 \times 3$

$511 = 2^9 - 1 = 73 \times 7$

$1023 = 2^{10} - 1 = 31 \times 11 \times 3$

$2047 = 2^{11} - 1 = 89 \times 23$

$4095 = 2^{12} - 1 = 3 \times 3 \times 5 \times 7 \times 13$

Так, из четвертой строки следует, что при $h=6$ длина слова может быть равна не только 63 (первый случай), но и 21 ($q=3$).

2. Определение кодового расстояния. Кодовое расстояние определяют согласно (3.7), т. е. $d=2s+1$.

3. Определение образующего многочлена $P(X)$. Образующий многочлен есть наименьшее общее кратное (НОК) так называемых минимальных многочлснов $M(X)$ до порядка $2s-1$ включительно, причем образующий многочлен составляется из произведения некоторого числа нечетных минимальных многочленов:

$$P(X) = \text{НОК}[M_1(X) M_3(X) ... M_{2s-1}(X)]... \tag{3.27}$$

Минимальные многочлены являются простыми неприводимыми многочленами, метод определения которых дается в [26]. Заметим, что если среди минимальных многочленов окажутся два одинаковых, то один из них исключается.

4. Определение числа минимальных многочленов в L. Из уравнения (3.27) следует, что порядок минимальных многочленов определяется как $2s-1$. Если учесть, что этот образующий многочлен состоит только из нечетных минимальных многочленов, то число их определяется просто. Например, если $s=3$, то $2s-1=5$. Это значит, что в уравнении (3.27) будут записаны минимальные многочлены $M_1(X)$, $M_3(X)$ и $M_5(X)$, т. е. $L=3$. Если $s=8$, то $2s-1=15$ и в уравнении будут использованы минимальные многочлены $M_1(X)$, $M_3(X)$, $M_5(X)$, $M_7(X)$, $M_9(X)$, $M_{11}(x)$, $M_{13}(X)$, $M_{15}(X)$, т. е. $L=8$. Таким образом, число минимальных многочленов равно числу исправляемых ошибок:

$$L = s. \tag{3.28}$$

5. Определение старшей степени l минимального многочлена. Степень l есть такое наименьшее целое число, при котором $2^l - 1$ нацело делится на n или ng, т. е. $n = 2^l - 1$ или $2^l - 1 = ng$. Отсюда следует, что

$$l = h. \tag{3.29}$$

6. Выбор минимальных многочленов. После того как определены число минимальных многочленов L и степень старшего многочлена l, многочлены выписывают из табл. 3.16. При этом НОК может быть составлено не только из многочленов старшей степени l. Это, в частности, касается многочленов четвертой и шестой степеней.

7. Определение степени β образующего многочлена $P^\beta(X)$. Степень образующего многочлена зависит от НОК и не превышает произведения ls или lL, так как $L=s$. После нахождения всех минимальных многочленов образующий многочлен находят по уравнению (3.27).

Таблица 3.16

Минимальные многочлены циклических кодов

Номер $M(X)$	Минимальные многочлены различных степеней, записанные в виде кодовых комбинаций							
	2	3	4	5	6	7	8	9
$M_1(X)$	111	1011	10011	100101	1000011	10001001	100011101	1000010001
$M_3(X)$		1101	11111	111101	1010111	10001111	101110111	1001011001
$M_5(X)$			111	110111	1100111	10011101	111110011	1100110001
$M_7(X)$			11001	101111	1001001	11110111	101101001	1010011001
$M_9(X)$				110111	1101	10111111	110111101	1100010011
$M_{11}(X)$				111011	1101101	11010101	111100111	1000101101
$M_{13}(X)$						10000011	100101011	1001110111

8. Определение числа контрольных символов. Так как число контрольных символов m равно степени образующего многочлена, то в коде длины n

$$\beta = m \leqslant ls. \qquad (3.30)$$

9. Определение числа информационных символов. Его производят обычным порядком из равенства $k=n-m$. Дальнейшие этапы кодирования аналогичны рассмотренным для циклических кодов с $d<4$, т. е. находят дополнительную матрицу, составляют образующую матрицу, по которой рассчитывают все кодовые комбинации.

Пример 3.5. Требуется закодировать все комбинации двоичного кода, чтобы $n=7$, а $s=2$. Согласно (3.7), $d=2\cdot s+1=5$. Согласно (3.28), число минимальных многочленов $L=s=2$. Старшая степень минимального многочлена в соответствии с (3.29) $7=2^3-1$, т. е. $l=3$. Выписываем из табл. 3.16 минимальные многочлены: $M_1(X)=X^3+X+1$ и $M_3(X)=X^3+X^2+1$. Образующий многочлен определяем по (3.27): $P(X^6)=(X^3+X+1)(X^3+X^2+1)=X^6+X^5+X^3+X^4+X^3+X+X^3+X^2+1$.

Число контрольных символов m равно степени образующего многочлена, т. е. $m=6$, а значит $k=7-6=1$. Такое кодирование не имеет смысла. Поэтому при $s=2$ берем следующее разрешенное $n=15$.

Находим, что $d=5$, $L=s=2$ и $l=4$, так как $15=2^4-1$, $P(X^8)=M_1(X^4)\cdot M_3(X^1)=(X^4+X+1)\cdot(X^4+X^3+X^2+X+1)=X^8+X^7+X^6+X^4+1$, $m=8$, а $k=15-8=7$. Получаем код БЧХ (15,7) с $s=2$.

После деления единицы с нулями на кодовую комбинацию, соответствующую образующему многочлену, и приписывания остатков к транспонированной матрице получаем образующую матрицу (назначение пунктирной линии будет объяснено далее)

$$\begin{matrix} k_7 & k_6 & k_5 & k_4 & k_3 & k_2 & k_1 & m_8 & m_7 & m_6 & m_5 & m_4 & m_3 & m_2 & m_1 \end{matrix}$$

$$\begin{Vmatrix}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 \\
0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 \\
0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\
1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0
\end{Vmatrix} \qquad (3.31)$$

Единичная транспонированная матрица (символы k)

Матрица дополнений (символы m)

Пример 3.6. Дано $n=15$, $s=3$. Подсчитываем, что $d=2\cdot 3+1=7$. Число минимальных многочленов $L=s=3$. Старшая степень минимального многочлена $l=4$. Выписываем три минимальных многочлена из табл. 3.16 и подставляем их в (3.27) Многочлены $M_1(X)$ и $M_3(X)$ те же, что и в примере 3.5. Многочлен M_5 второй степени, т. е. $M_5 \to 111 \to X^2+X+1$. Это означает, что образующий многочлен $P(X)=M_1(X)M_3(X)M_5(X)=X^{10}+X^8+X^5+X^4+X^2+X+1$ будет иметь десятую степень и $m=10$, что меньше $ls=4\cdot 3=12$. Число информационных символов $k=15-10=5$. Получаем код БЧХ (15,5).

Пример 3.7. Дано: $n=15$, $s=4$. Подсчитываем, что $d=2\cdot 4+1=9$, $L=s=4$, $l=4$. Выписывая из третьего столбца табл. 3.16 все минимальные многочлены и перемножая их, получаем, что образующий многочлен имеет 14-ю степень. Это означает, что и число контрольных символов $m=14$ при $n=15$. Такое кодирование не имеет смысла. Таким образом, при $n=15$ использовать циклические коды для исправления более трех ошибок нецелесообразно.

Пример 3.8. Дано: $n=63$, $s=15$. Подсчитываем $d=31$, $L=s=15$, $2^6-1=63$. Значит, $l=6$. В табл. 3.16 в столбце при $l=6$ приводится только шесть минимальных многочленов: $M_1(X)$, $M_3(X)$, $M_5(X)$, $M_7(X)$, $M_9(X)$ и $M_{11}(X)$. Однако, поскольку их должно быть 15, для каждого последующего многочлена находят двойственный ему многочлен или (если это невозможно) прямой образующий многочлен.

Двойственный многочлен находят следующим методом. Берут число n и из него вычитают номер определяемого многочлена. Полученную разность умножают на два, и если произведение больше числа n, то из него снова вычитают n (если произведение меньше n, то его вновь умножают на два и затем из него вычитают n). Эту процедуру проделывают до тех пор, пока разность не окажется меньше номера заданного многочлена. Эта разность и равна номеру двойственного многочлена. Находим для нашего примера многочлен, двойственный $M_{13}(X)$: $n=2^6-1=63$. Тогда $63-13=50$; $50\times 2=100$; $100-63=37$; $37\times 2=74$; $74-63=11$. Таким образом, $M_{13}(X)=M^*_{11}(X)$.

Аналогично определяем, что $M_{15}(X)=M^*_3(X)$. Однако определение двойственного многочлена для $M_{17}(X)$ оказывается невозможным. Действительно $63-17=46$; $46\times 2=92$; $92-63=29$; $29\times 2=58$; $58\times 2=116$; $116-63=53$; $53\times 2=106$; $106-63=43$; $43\times 2=86$; $86-63=23$; $23\times 2=46$; $46\times 2=92$, цикл начинается сначала. Найти число, меньшее 17, оказывается невозможным. В этом случае находят прямой (обычный) многочлен, которому равен $M_{17}(X)$.

Метод нахождения прямого многочлена следующий. Берут номер определяемого многочлена и умножают на два столько раз, пока произведение не станет больше числа n. Далее из произведения вычитают число n, полученная разность оказывается номером искомого многочлена. Для нашего примера $17\times 2=34$; $34\times 2=68$; $68-63=5$.

Таким образом, $M_{17}(X)=M_5(X)$. Далее находим, что $M_{19}(X)=M^*_{11}(X)$, $M_{23}(X)=M^*_5(X)$, $M_{25}(X)=M_{11}(X)$, $M_{27}(X)=M^*_9(X)$ и $M_{29}(X)=M^*_5(X)$. При этом многочлен $M_9(X)$ и двойственный ему многочлен $M^*_{27}(X)$ имеют третью степень. Так как при подстановке многочленов в (3.27) одинаковые многочлены исключаются, то образующий многочлен запишется в виде

$$P(X^{56})=M_1(X)M_3(X)M_5(X)M_7(X)M_9(X)M_{11}(X)M_{21}(X)M^*_{11}(X)M^*_3(X)M^*_5(X)M^*_9(X).$$

Таким образом, $m=56$, $k=7$ — получаем код БЧХ (63,7). При $n=63$ и $s=16$ $m=62$ и $k=1$, т. е. кодирование нецелесообразно.

Пример 3.9. Дано: $n=21$, $s=2$. Определяем, что $d=2\cdot 2+1=5$, $L=2$. Наименьшее значение l, при котором 2^l-1 нацело делится на 21, есть число 6. Из табл. 3.16 выписываем два минимальных многочлена, номер которых определяют следующим образом: берут многочлены $M_1(X)$ и $M_3(X)$ и их индексы умножают на $g=3$. В результате получаем $M_3(X)$ и $M_1(X)$. Таким образом, $P(X)=\text{НОК}\,[M_3(X)\times M_9(X)]=(X^6+X^4+X^2+X+1)\cdot(X^3+X^2+1)=X^9+X^8+X^7+X^5+X^4+X+1$, откуда $m=9$, а $k=12$. Получаем код БЧХ (21,12). Кроме того, доказано, что этот код, имеющий $d=7$, может также обнаруживать и исправлять три ошибки.

Построение кодов БЧХ возможно и с помощью таблицы [26,18], которая здесь приведена в сокращенном виде (табл. 3.17). В соответствии

Таблица 3.17

Параметры циклических кодов БЧХ

n	k	s	Образующий многочлен
7	4	1	13
15	11	1	23
	7	2	721
	5	3	2467
31	26	1	45
	21	2	3551
	16	3	107657
	11	5	5423325
	6	7	313365047
63	57	1	103
	51	2	12471
	45	3	1701317
	39	4	166623567
	36	5	1033500423
	30	6	1574641656547
	24	7	17323260404441
	18	10	1363026512351725
127	120	1	211
	113	2	41567
	106	3	11554743
	99	4	3447023271
	92	5	624730022327
	85	6	130704476322273
	78	7	26230002166130115
	71	9	6255010713253127753
	64	10	1206534025570773100045
255	247	1	435
	239	2	267543
	231	3	156720665
	223	4	75626641375
	215	5	23157564726421
	207	6	16176560567636227
	199	7	7633031270420722341
	191	8	2663470176115333714567
	187	9	52755313540001322236351
	179	10	22624710717340432416300455

с изложенной ранее методикой в таблице по заданным длине кодовой комбинации n и числу исправляемых ошибок s рассчитаны число информационных символов k и образующий многочлен $P(X)$. Число контрольных символов m определяется из уравнения (3.10), а запись образующего многочлена в виде десятичных цифр преобразуется путем перевода каждой десятичной цифры в двоичное число. Например, в первой строке таблицы $P(X)=13$. Цифре 1 соответствует двоичное число 001, а цифре 3 — число 011. Получаем двоичное число 001011, которое записывается в виде многочлена X^3+X+1. Таким образом, в двоичный эквивалент переводится каждая из десятичных цифр, а не все десятичное число. Действительно, числу 13 соответствует уже многочлен X^3+X^2+1. Из табл. 3.17 следует, что при $n=15$, $k=7$ и $s=2$ образующий многочлен $P(X)=X^8+X^7+X^6+X^4+1 \rightarrow 111010001$, что соответствует многочлену $P(X)$, определенному в примере 3.5.

Коды БЧХ для обнаружения ошибок. Их строят следующим образом. Если необходимо образовать код с обнаружением четного числа ошибок, то по заданному числу r согласно (3.6) и (3.7) находят значения d и s. Дальнейшее кодирование выполняют, как и ранее. Если требуется обнаружить нечетное число ошибок, то находят ближайшее меньшее целое число s и кодирование производят так же, как и в предыдущем случае, с той лишь разницей, что найденный согласно (3.27) образующий многочлен дополнительно умножают на двучлен $(X+1)$. Например, требуется построить код БЧХ, обнаруживающий семь ошибок при $n=15$. Находим, что $d=8$, а ближайшее меньшее значение $s=3$. Далее определяем многочлен $P(X)$, как указано в примере 3.5, и умножаем его на двучлен $(X+1)$, т. е. получаем $P(X)=X^{11}+X^{10}+X^9+X^8+X^6+X^4+$ $+X^3+1$. Таким образом построен код БЧХ (15,4).

Циклические коды, обнаруживающие и исправляющие пакеты ошибок (коды Файра). Под пакетом ошибок длиной b понимают такой вид комбинации помехи, в которой между крайними разрядами, пораженными помехами, содержится $b-2$ разряда. Например, при $b=5$ комбинации помехи, т. е. пакет ошибок, могут иметь следующий вид: 10001 (поражены только два крайних символа), 11111 (поражены все символы), 10111, 11101, 11011 (не поражен лишь один символ), 10011, 11001, 10101 (поражены три символа). При любом варианте непременным условием пакета данной длины является поражение крайних символов.

Коды Файра могут исправлять пакет ошибок длиной b_s и обнаруживать пакет ошибок длиной b_r [заметим, что в кодах Файра понятие кодового расстояния d, а следовательно, и уравнение (3.5) не используются].

Образующий многочлен кода Файра $P(X)_ф$ определяется из выражения

$$P(X)_ф=P(X)(X^c-1), \quad (3.32)$$

где $P(X)$ — неприводимый многочлен степени l.

Из принципа построения кода следует, что

$$l \geqslant b_s, \quad (3.33)$$

$$c \geqslant b_s+b_r-1. \quad (3.34)$$

При этом c не должно делиться нацело на число e, где

$$e=2^l-1. \quad (3.35)$$

Неприводимый многочлен $P(X)$ выбирают из табл. 3.15 согласно уравнению (3.33), но так, чтобы удовлетворялось условие (3.35). Длина слова n равна наименьшему общему кратному чисел c и e, так как только в этом случае многочлен X^n+1 делится на $P(X)_ф$ без остатка [при $n'<n$ никакой многочлен $X^{n'}+1$ не делится на $P(X)_ф$]:

$$n = \text{НОК}(e,c). \tag{3.36}$$

Число контрольных символов

$$m = c + l. \tag{3.37}$$

Пример 3.10. Согласно статистическим характеристикам помех, $b_s=4$ и $b_r=5$. По этим данным требуется построить код Файра.

Исправить пакет $b_s=4$ — значит исправить одну из следующих комбинаций ошибок, пораженных помехами: 1111, 1101, 1011 и 1001. В то же время этот код может обнаружить одну из комбинаций в пять символов, рассмотренных ранее (10001, 11111 и т. д.).

На основании (3.33) и (3.34) $c \geqslant 8$ и $l \geqslant 4$. По табл. 3.15 находим неприводимый многочлен четвертой степени: $P(X)=X^4+X+1$.

Согласно (3.32), образующий многочлен $P(X)_ф=(X^4+X+1)(X^8+1)=$ $=X^{12}+X^9+X^8+X^4+X+1$.

Согласно (3.35), $e=2^4-1=15$. Поэтому длина кода $n=15\cdot 8=120$. Из (3.37) число контрольных символов $m=8+4=12$, т. е. в данном случае оно равно степени образующего многочлена. В итоге получаем код (120, 108) Избыточность такого кода, если учитывать его исправляющую способность, невелика: $И=12/120=0{,}1$

Представляет интерес сравнение избыточности кода той же длины при исправлении того же числа ошибок, но не сгруппированных в пакет, т. е. рассеянных по всей длине слова. Если воспользоваться для этой цели кодами БЧХ и близким значением $n=127$, то при $s=4$ можно по изложенной методике подсчитать, что число контрольных символов $m=28$, т. е. получен код (127,99). Избыточность такого кода $И=28/127=0{,}22$, т. е. значительно выше, чем у кода Файра. Это очевидно: исправить четыре ошибки, находящиеся в одном месте, проще, чем ошибки, рассредоточенные по всей длине комбинации.

Заметим, что существует следующее правило: если циклический код рассчитан на обнаружение независимых ошибок, он может обнаружить также пакет ошибок длиной m.

Декодирование циклических кодов. *Обнаружение ошибок.* Идея обнаружения ошибок в принятом циклическом коде заключается в том, что при отсутствии ошибок закодированная комбинация $F(X)$ делится на образующий многочлен $P(X)$ без остатка. При этом контрольные символы m отбрасываются, а информационные символы k используются по назначению. Если произошло искажение принятой комбинации, то эта комбинация $F(X)$ преобразуется в комбинацию $H(X)$, которую можно представить как сумму двух многочленов:

$$H(X)=F(X)+E(X), \tag{3.38}$$

где $E(X)$ — многочлен ошибок, содержащий столько единиц, сколько элементов в принятой комбинации не совпадает с элементами переданной комбинации.

Пусть, например, была передана комбинация кода (7,4) $F(X)=$ $=1101001$, закодированная с помощью $P(X)=1011$. Если она принята правильно, то деление на $P(X)$ даст остаток, равный нулю. Если же комбинация принята как $H(X)=1101011$, то при делении на $P(X)$ образуется остаток 010, что свидетельствует об ошибке, и принятая комбинация бракуется.

Обнаружение и исправление ошибок. Существует несколько вариантов декодирования циклических кодов [26]. Один из них заключается в следующем.

1. Вычисление остатка (синдрома). Так же как и в кодах с обнаружением ошибок, принятую комбинацию делят на образующий многочлен $P(X)$. Остаток $R(X)=0$ означает, что комбинация принята без ошибок. Наличие остатка свидетельствует о том, что комбинация принята искаженной. Дальнейшая процедура исправления ошибок протекает таким образом.

2. Подсчет веса остатка W. Если вес остатка равен или меньше числа исправляемых ошибок, т. е. $W \leqslant s$, то принятую комбинацию складывают по модулю 2 с остатком и получают исправленную комбинацию.

3. Циклический сдвиг на один символ влево. Если $W > s$, то производят циклический сдвиг на один символ влево и полученную комбинацию снова делят на образующий многочлен. Если вес полученного остатка $W \leqslant s$, то циклически сдвинутую комбинацию складывают с остатком и затем циклически сдвигают ее в обратную сторону вправо на один символ (возвращают на прежнее место). В результате получают исправленную комбинацию.

4. Дополнительные циклические сдвиги влево. Если после циклического сдвига на один символ по-прежнему $W > s$, то производят дополнительные циклические сдвиги влево. При этом после каждого сдвига сдвинутую комбинацию делят на $P(X)$ и проверяют вес остатка. При $W \leqslant s$ выполняют действия, указанные в п. 3, с той лишь разницей, что обратных циклических сдвигов вправо делают столько, сколько их было сделано влево.

Пример 3.11. Принят код 1101110, закодированный образующим многочленом $P(X)=1011$ с $s=1$. Проверить наличие ошибки и в случае обнаружения исправить ее.

Делим комбинацию 1101110 на 1011 и находим, что остаток $R(X)=111$. Так как это не удовлетворяет равенству $W=s$, сдвигаем комбинацию 1101110 циклически на один символ влево. Получаем 1011101. В результате деления этой комбинации на $P(X)$ находим остаток $R_1(X)=101$. Вес этого остатка равен двум, т. е. больше s. Осуществляем новый циклический сдвиг влево. Получаем 0111011. Деление на $P(X)$ дает остаток $R_2(X)=001$, вес которого равен s. Складываем: $0111011 \oplus 001 =$ $=0111010$. Теперь осуществляем два циклических сдвига последней комбинации вправо: после первого она принимает вид 0011101, после второго — 1001110, т. е. получается уже исправленная комбинация. Проверка показывает, что эта комбинация делится на $P(X)$ без остатка.

Пример 3.12. При передаче комбинации, представленной в седьмой строке матрицы (3.31), исказились два символа и комбинация была принята в виде $1\dot{1}\dot{1}000011101000$ (искажение показано точками). Непосредственное деление этой

комбинации на $P(X^8)=X^8+X^7+X^6+X^4+1$ дает остаток с весом $W=4$. После первого циклического сдвига комбинация принимает вид 110000111010001. Деление этой комбинации на $P(X)$ снова дает остаток с весом $W=4$. После второго сдвига и повторного деления ничего не меняется. Вес остатка $W=4$. Делаем третий сдвиг (000011101000111) и вновь делим на $P(X)$. На этот раз остаток $R(X)=00000011$. Складываем $000011101000111 \oplus 00000011$, получаем 000011101000100. Произведя три циклических сдвига комбинации вправо, получаем исходную комбинацию 100000011101000.

Следует сказать, что декодирование циклических кодов методом вычисления остатка применимо, если $ks>n$. Если $ks<n$, то код будет только обнаруживать, но не исправлять ошибки.

Мажоритарное декодирование циклических кодов. Метод декодирования заключается в многократной проверке каждого символа принятой кодовой комбинации по специальным таблицам коэффициентов, составленным для каждого варианта (n, k) циклического кода. Значение каждого символа определяется по мажоритарному принципу (слово «мажоритарный» означает большинство), т. е. по принципу голосования. Это означает, что если, например, из пяти проверок данного символа три показали 1, а две —0, то символу присваивается значение 1. Если же все проверки показали 1 или 0, то символ считается неискаженным и принимается без изменения.

Если при какой-либо проверке окажется равное число 0 и 1, то это означает, что для данного кода произошла неисправимая комбинация ошибок (например, две ошибки или более) и принятая комбинация должна быть забракована.

Пример 3.13. Комбинация двоичного кода 101 закодирована образующим многочленом $P(X)=(X+1)(X^3+X+1)$ и приняла вид 1010011 $(d=4)$. Вследствие искажения при передаче она была принята в виде 1000011. Произведем исправление принятой комбинации с помощью мажоритарного декодирования. Перенумеруем символы комбинации таким образом:

α_6	α_5	α_4	α_3	α_2	α_1	α_0
1	0	0	0	0	1	1

Для символа α_0 существует система раздельных проверок по модулю 2:

$$\alpha_0=\alpha_1+\alpha_3;\quad \alpha_0=\alpha_4+\alpha_5;\quad \alpha_0=\alpha_2+\alpha_6;\quad \alpha_0=\alpha_0. \tag{3.39}$$

Систему проверок для остальных символов находят по правилу: каждый последующий коэффициент определяется прибавлением единицы к номеру предыдущего, номер последнего коэффициента с прибавлением к нему единицы заменяется на нуль. Так, можно записать:

$$\alpha_1=\alpha_2+\alpha_4;\quad \alpha_1=\alpha_3+\alpha_0;\quad \alpha_1=\alpha_5+\alpha_6;\quad \alpha_1=\alpha_1; \tag{3.40}$$

$$\alpha_2=\alpha_3+\alpha_5;\quad \alpha_2=\alpha_4+\alpha_1;\quad \alpha_2=\alpha_6+\alpha_0;\quad \alpha_2=\alpha_2; \tag{3.41}$$

$$\alpha_3=\alpha_4+\alpha_6;\quad \alpha_3=\alpha_5+\alpha_2;\quad \alpha_3=\alpha_0+\alpha_1;\quad \alpha_3=\alpha_3; \tag{3.42}$$

$$\alpha_4=\alpha_5+\alpha_0;\quad \alpha_4=\alpha_6+\alpha_3;\quad \alpha_4=\alpha_1+\alpha_2;\quad \alpha_4=\alpha_4; \tag{3.43}$$

$$\alpha_5=\alpha_6+\alpha_1;\quad \alpha_5=\alpha_0+\alpha_4;\quad \alpha_5=\alpha_2+\alpha_3;\quad \alpha_5=\alpha_5; \tag{3.44}$$

$$\alpha_6=\alpha_0+\alpha_2;\quad \alpha_6=\alpha_1+\alpha_5;\quad \alpha_6=\alpha_3+\alpha_4;\quad \alpha_6=\alpha_6. \tag{3.45}$$

Произведем проверки для коэффициента α_0:

$\alpha_0 = 1 \oplus 0 = 1$; $\alpha_0 = 0 \oplus 0 = 0$;
$\alpha_0 = 0 \oplus 1 = 1$; $\alpha_0 = 1$;

Так как из четырех проверок три дали 1 и только одна —0, то $\alpha_0 = 1$. Таким образом проверяются и все остальные символы. Проверка искаженного символа

$\alpha_4 = 0 \oplus 1 = 1$; $\alpha_4 = 1 \oplus 0 = 1$;
$\alpha_4 = 1 \oplus 0 = 1$; $\alpha_4 = 0$

указывает, что принятый символ $\alpha_4 = 0$ следует изменить на единицу. Остальные символы остаются без изменения.

Для того же кода (7,3), но при использовании многочлена $P(X) = (X+1)(X^3 + X^2 + 1)$ коэффициенты для системы раздельных проверок запишутся в виде

$$\alpha_0 = \alpha_1 + \alpha_5; \quad \alpha_0 = \alpha_2 + \alpha_3; \quad \alpha_0 = \alpha_4 + \alpha_6; \quad \alpha_0 = \alpha_0. \tag{3.46}$$

Системы проверок для остальных коэффициентов находят так, как указано выше. Системы проверок для других вариантов кода приведены в [16].

Укороченные циклические коды. Предположим, что требуется получить 15 комбинаций, закодированных так, чтобы в любой из них могло исправляться по две ошибки, т. е. $s = 2$, $d = 5$. Для этого следует взять код с числом информационных символов $k = 4$. Код (7,4) не подходит, так как он исправляет только одну ошибку. Как указывалось, число n, промежуточное между 7 и 15, в коде БЧХ брать нельзя. Поэтому необходимо взять код (15,7), рассмотренный в примере 3.5. Однако разрешенных комбинаций в таком коде (2^7) значительно больше 15, поэтому код (15,7) укорачивают так, как показано пунктирной линией в образующей матрице (3.31). В результате образующая матрица укороченного, или псевдоциклического, кода (12,4) принимает вид

k_4	k_3	k_2	k_1	m_8	m_7	m_6	m_5	m_4	m_3	m_2	m_1
0	0	0	1	1	1	0	1	0	0	0	1
0	0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1
0	1	0	0	1	1	1	0	0	1	1	0
1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0	1

(3.47)

Единичная транспонированная матрица; Матрица дополнений

Сравнивая полученную матрицу с матрицей в примере 3.3, образованной многочленом $P(X) = X^3 + X + 1$, обнаруживаем разницу в контрольных символах. Восемь символов m в матрице (3.47) позволяют исправлять две ошибки, тогда как указанная матрица в примере 3.3 предназначена для образования кода, только обнаруживающего две ошибки. В матрице (3.47) $d_{\min} = 5$. Остальные 11 комбинаций укороченного циклического кода (12,4) могут быть получены суммированием комбинаций образующей матрицы.

Итеративные коды. Эти коды могут обнаруживать и исправлять все одиночные ошибки. Простейший вариант итеративного кода является развитием обычного кода с проверкой на четность. Рассмотрим правила кодирования на примере.

1. Кодовая комбинация, подлежащая кодированию, должна иметь четное число информационных символов k. Пусть это будет комбинация

k_6	k_5	k_4	k_3	k_2	k_1
1	0	1	0	1	0

2. Разбиваем эту комбинацию поровну и записываем в две строки:

k_6	k_5	k_4
1	0	1
k_3	k_2	k_1
0	1	0

3. Делаем проверку на четность символов каждой строки и дописываем справа (или слева) контрольные символы m:

k_6	k_5	k_4	m_1
1	0	1	0
k_3	k_2	k_1	m_2
0	1	0	1

4. Делаем еще одну проверку на четность символов каждого столбца и дописываем внизу или вверху символы m:

k_6	k_5	k_4	m_1
1	0	1	0
k_3	k_2	k_1	m_2
0	1	0	1
1	1	1	1
m_3	m_4	m_5	m_6

Таким образом получаем итеративный код с равным числом информационных и контрольных символов, в данном случае код (12,6):

k_6	k_5	k_4	m_1	k_3	k_2	k_1	m_2	m_3	m_4	m_5	m_6
1	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1

Предположим, что при передаче произошло искажение и получена комбинация 101011011111. Декодирование осуществляем таким образом.

1. Складываем полученную комбинацию в матрицу:

1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

2. Делаем проверку на четность символов каждой строки и каждого столбца:

1	0	1	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	1	0
1	0	0	0	

k_6	k_5	k_4	k_1
k_3	k_2	k_1	m_2
m_3	m_4	m_5	m_6

Если бы искажения не было, то все проверочные символы были бы равны нулю. Однако искажение обнаружено и в первом столбце и во второй строке, причем в этих двух проверках участвовал символ k_3. Если его значение изменить на обратное, то все проверочные символы будут равны нулю. Следовательно, ошибка обнаружена и исправлена.

§ 3.5. Недвоичные коды

Для изучения недвоичных, или многобуквенных, комбинаторных кодов используют методы теории соединений: перестановки (P_q) из q элементов, размещения ($A_q^{q_0}$) и сочетания ($C_q^{q_0}$) из q элементов по q_0 элементов. Основание недвоичного кода всегда больше двух, т. е. $q \geqslant 3$. Наличие большого числа признаков затрудняет передачу недвоичных кодов. Это, а также значительное развитие двоичных кодов привело к тому, что недвоичные коды используются редко. Поэтому рассмотрим их более кратко.

Коды, образованные по закону перестановок. Перестановки P_q из q различных символов образуют кодовые комбинации, отличающиеся только порядком следования этих символов. Число элементов во всех комбинациях всегда одинаково. Так, если $q=5$ и алфавит кода состоит из букв a, b, c, d, e, то все эти символы всегда будут находиться в любой кодовой комбинации, например *abcde*, *bacde*, *cabed*, *bcdea* и т. п.

Длина слова n равна основанию кода q, т. е. $n=q$. Отличительной особенностью этого кода является отсутствие одинаковых символов или букв в одном слове. Такой код часто называют а к к о р д н ы м. Общее число комбинаций

$$N=n!=q! \tag{3.48}$$

Например, при трех символах получается шесть комбинаций: *abc*, *acb*, *bac*, *bca*, *cab*, *cba*, а при $q=5$ $N=5!/120$.

Коды, образованные по закону перестановок, можно отнести к кодам с обнаружением одиночных и некоторых многократных ошибок. Действительно, на приемной стороне искажение комбинации становится очевидным, если в ее составе окажется несколько одинаковых символов.

Коды, образованные по закону размещений. Размещения $A_q^{q_0}$ образуют кодовые комбинации, которые отличаются друг от друга либо символами, либо порядком их следования. Под q понимают общее число символов, используемых для образования слова, а под q_0— число символов, из которых составляется слово. Всегда $q>q_0$, а длина слова $n=q_0$. Если, например, $q=5$ (a, b, c, d, e), $q_0=n=2$, то для данного случая $(q_0=2)$ общее число комбинаций

$$N=A_q^2=q(q-1), \tag{3.49}$$

т. е. $N=5(5-1)=20$. Так, могут получиться комбинации *ab*, *ba*, *ac*, *ca*, *cd*, *dc*, *db*, ... В общем случае

$$N=A_q^{q_0}=\frac{q}{(q-q_0)!}\,. \tag{3.50}$$

При $q=5$, $q_0=4$ число кодовых комбинаций $N=120$. Эти коды не обладают защитными свойствами, так как любое искажение в комбинации образует другую возможную комбинацию и на приемной стороне не может быть обнаружено.

Коды на определенное число сочетаний. С помощью сочетаний $C_q^{q_0}$ можно образовать комбинации, отличающиеся друг от друга только самими символами q. Здесь, как и при размещениях, $q>q_0$, а $n=q_0$. Если, например, $q=5$, $q_0=2$, то имеются комбинации *ab*, *ac*, *ad*, *ae*, *bc*, *bd*, *be*, *cd*, *ce*, *de*.

Однако в приведенном ансамбле отсутствуют слова *ba*, *ca*, и т. д., как в размещениях, т. е. комбинации *ab* и *ba* одновременно использоваться не могут, поскольку в данном ансамбле не может быть комбинаций с одинаковыми символами. Для сочетаний *ba*, *ca*, *da* и т. д. будет свой ансамбль комбинаций, равносильный изложенному, в котором, однако, будут отсутствовать комбинации *ab*, *ac* и т. д. В этом частном случае

$$C_q^2=\frac{q(q-1)}{2}, \tag{3.51}$$

т. е. $N=10$. В общем случае

$$N=C_q^{q_0}=\frac{q!}{q_0!(q-q_0)!}. \tag{3.52}$$

Если при том же $q=5$ выбрать $n=q_0=4$, т. е. другой вариант сочетаний, то можно получить ансамбль комбинаций *abcd*, *abce*, *acde*, *abcd*, *bcde*, а также ряд других, ему равносильных. Как и в размещениях, в этих кодах в одной комбинации не может быть два одинаковых символа или больше.

Код на все сочетания. В этом коде в одной комбинации могут находиться любые, в том числе одинаковые, символы. Общее число комбинаций

$$N=q^n. \tag{3.53}$$

Например, при $q=3$, $q_0=n=2$ можно записать возможные комбинации *aa*, *ab*, *ac*, *bb*, *ba*, *bc*, *cc*, *ca*, *cb*, т. е. $N=3^2=9$. Если $q=5$, а $n=2$, то $N=25$, тогда как при размещениях $A_5^2=20$. Увеличение числа комбинаций в коде на все сочетания достигается за счет использования таких комбинаций, как *aa*, *bb*, *cc*, *dd* и *ee*.

Сменно-качественный код. Этот код образуется из кода на все сочетания при наложении на него некоторого ограничения: в сменно-качественном коде одинаковые символы не должны находиться рядом. Например, при $n=4$, $q=3$ могут иметь место комбинации *abab*, *abac*, *abca*, *abcb*, *baba* и т. д. Число комбинаций

$$N=q(q-1)^{n-1}. \tag{3.54}$$

В принципе сменно-качественный код может быть и двоичным, но в этом случае число комбинаций равно двум независимо от длины слова. Например, при $n=4$ возможны только комбинации 1010 и 0101. Сменно-качественный код удобен тем, что дешифратор кода легко может разделить различные буквы в слове, так как в таком коде две одинаковые буквы никогда не находятся рядом.

§ 3.6. Частотные коды

С точки зрения принципа построения частотные коды в зависимости от числа частот и способа их передачи могут быть отнесены к двоичным либо недвоичным с некоторыми ограничениями. Однако в телемеханике этот термин установился, и так как передача сигналов с помощью радиоимпульсов широко применяется, то на частотных кодах остановимся отдельно.

Одночастотный код. В системах телемеханики с небольшим числом команд часто используют одночастотный код, при котором каждое сообщение передается радиоимпульсом определенной частоты, число слов $N=q$, где q — число частот. Во время передачи данной команды остальные частоты не передаются (табл. 3.18).

Двухчастотный код. При относительно большом количестве команд можно использовать двухимпульсный код с частотными признаками (двухчастотный код), причем передача частот может осуществляться одновременно (параллельно) или последовательно во времени. При параллельной посылке двух частот число кодовых комбинаций определяется выражением (3.51).

Таблица 3.18

Частотные коды

Наименование кода		Время и номера комбинаций					
		t_1	t_2	t_3	t_4	t_5	t_6
		№1	№2	№3	№4	№5	№6
Одночастотный		f_1	f_2	f_3	f_4	f_5	f_6
Двухчастотный с передачей частот	одновременно (параллельный код)	№1	№2	№3	№4	№5	№6
		f_1, f_3	f_3, f_4	f_1, f_2	f_2, f_3	f_1, f_4	f_3, f_5
	последовательно (последовательный код)	№1		№2		№3	
		f_3 f_1		f_3 f_2		f_4 f_2	

В табл. 3.18 показан пример передачи шести сообщений. Общее число комбинаций при шести частотах $N=15$. Двухимпульсный код с параллельной передачей частот можно рассматривать и как код C_6^2.

При последовательной посылке двух частот общее число кодовых комбинаций определяется выражением (3.49). Каждое сообщение передается комбинацией из двух частот, которые передаются одна после другой. В табл. 3.18 дан также пример передачи трех сообщений. По сравнению с предыдущим случаем передача сообщений занимает в два раза больше времени. Однако число комбинаций оказывается в два раза больше, так как возможна передача сообщений перестановкой частот, например f_1, f_2 — одно сообщение, а f_2, f_1 — другое.

Контрольные вопросы

1. Дайте определения кодирования, кода, кодовой комбинации.
2. Дайте определения основания кода, алфавита кода, кодового слова.
3. Запишите двоичное число 1101101 в виде многочлена, а многочлен $X^7+X^5+X^4+X$ — в виде двоичного числа.
4. Разделите многочлен $X^9+X^7+X^5+X^2+1$ на многочлен X^6+X^4+X.

5. Найдите остатки от деления единицы с нулями на многочлен 1101.

6. Сделайте перевод числа 74 в двоичное число, а числа 1101101 — в десятичное число.

7. Укажите разницу между помехоустойчивымн и непомехоустойчивыми кодами.

8. Запишите число 89 в двоично-десятичных кодах 8.4.2.1 и 2.4.2.1.

9. Переведите число 101011 в код Грея, а код Грея 111011 — в двоичное число.

10. Дайте определение параметров помехозащищенных кодов *d*, *r*, *s*, и *И*.

11. Укажите значение *d*, при котором можно обнаружить две ошибки, обнаружить и исправить три ошибки.

12. Приведите примеры кодов с постоянным числом единиц и нулей.

13. Закодируйте кодом с проверкой на четность комбинации 110011 и 100110 и укажите, как при этом изменится их помехозащищенность.

14. Укажите кодовое расстояние, на которое отличаются кодовые комбинации распределительного кода.

15. Закодируйте инверсным кодом комбинации 11101 10101. При декодировании считать, что в младших разрядах вместо единиц приняты нули.

16. Изложите порядок кодирования и декодирования по Хэммингу.

17. Укажите места размещения контрольных символов в коде Хэмминга.

18. Как определяется состав контрольных символов в коде Хэмминга?

19. Изложите метод построения кода Хэмминга с исправлением одной ошибки или обнаружением двух ошибок.

20. Приведите примеры образующих многочленов.

21. Изложите метод циклического кодирования одной комбинации.

22. Изложите метод циклического кодирования группы комбинаций.

23. Приведите пример двойственного многочлена.

24. Как выбирают $P(X)$ и m в циклических кодах с $d=4$?

25. Как выбирают длину слова в кодах БЧХ?

26. Как выбирают образующий многочлен в кодах БЧХ?

27. Как находят минимальный многочлен, если его нет в таблице?

28. Как строят коды БЧХ для обнаружения ошибок?

29. Приведите примеры пакетов ошибок.

30. Изложите метод построения кодов Файра.

31. Закодируйте итеративным кодом комбинацию 110101. При декодировании считать, что ошибка произошла в младшем разряде.

32. Приведите примеры недвоичных кодов, образованных по законам перестановок, размещений и сочетаний.

33. Приведите примеры одно- и двухчастотных кодов.

Глава 4. Методы модуляции

Как указывалось, в ряде случаев при телеизмерениях необходимо передавать сведения о непрерывном процессе с помощью непрерывных сообщений. Если при этом требуется получить сведения о бесконечно большом числе градаций, то сигналы, передающие непрерывные сообщения, должны быть также непрерывными. Непрерывный сигнал образуется непрерывными методами модуляции.

Модуляция — образование сигнала путем изменения параметров переносчика под воздействием сообщения.

§ 4.1. Непрерывные методы модуляции

При непрерывных методах модуляции в качестве переносчика может использоваться синусоидальное колебание, или несущая. Так как синусоидальное колебание характеризуется такими параметрами, как амплитуда, частота и фаза, то существуют три основных типа модуляции: амплитудная (АМ), частотная (ЧМ) и фазовая (ФМ). Имеются разновидности этих модуляций, о чем будет сказано далее, а также их комбинации, так называемые многократные модуляции.

Прежде чем перейти к рассмотрению модуляции, заметим, что сообщение низкой частоты можно передавать и непосредственно, без использования переносчика высокой частоты, т. е. без модуляции. Однако модуляция расширяет возможности передачи сообщений по следующим причинам:

а) увеличивается число сообщений, которые могут передаваться по одной линии связи путем использования частотного разделения сигналов и поднесущих частот;

б) повышается достоверность передаваемых сигналов при использовании помехоустойчивых типов модуляции;

в) повышается эффективность излучения сигнала при передаче по радиоканалу. Это объясняется тем, что размер антенны должен составлять не менее 1/10 длины волны излучаемого сигнала. Так, при передаче сообщения частотой 10 кГц, имеющего длину волны 30 км, потребовалась бы антенна длиной 3 км. Если это сообщение передать на несущей частоте 200 кГц, то это уменьшит длину антенны в 20 раз. Из дальнейшего изложения преимущества модуляции станут яснее.

Указанные преимущества модуляции привели к тому, что дискретные сигналы, циркулирующие внутри систем телемеханики, начали передавать по каналу связи на несущей, модулируемой этими сигналами.

Амплитудная модуляция. *Амплитудной модуляцией* (АМ) называют образование сигнала путем изменения амплитуды гармонического колебания (несущей) пропорционально мгновенным значениям напряжения или тока другого, более низкочастотного электрического сигнала, который в дальнейшем будем называть для краткости сообщением.

Будем рассматривать амплитудную модуляцию, при которой передаваемое сообщение является простейшим гармоническим колебанием $u_c = U_\Omega \cos \Omega t$ (рис. 4.1, *а*), где U_Ω — амплитуда колебания, а Ω — угловая частота. Высокочастотный переносчик, или несущая, $u_n = U_{\omega_0} \cos \omega_0 t$, где ω_0 — угловая частота несущей, а U_{ω_0} — ее амплитуда, представлен на рис. 4.1, *б*.

Под воздействием сообщения на амплитуду несущей образуется новое колебание, в котором изменяется только амплитуда:

$$u_{AM} = U_{AM} \cos \omega_0 t. \qquad (4.1)$$

Амплитуда несущей будет изменяться по линейному закону

$$U_{AM} = U_{\omega_0} + k u_c = U_{\omega_0} + k U_\Omega \cos \Omega t = U_{\omega_0}(1 + m \cos \Omega t)..., \qquad (4.2)$$

где k — коэффициент пропорциональности, а $m = kU_\Omega / U_{\omega_0} = (U_{max} - U_{min})/(U_{max} + U_{min})$ — относительное изменение амплитуды несущей, называемое *коэффициентом* модуляции или *глубиной модуляции* (иногда его выражают в процентах).

Если амплитуда модулированного колебания возрастает до удвоенного значения по сравнению с амплитудой несущей, то глубина модуляции составляет 100 %. Амплитудно-модулированное колебание будет соответствовать рис. 4.1, *в*. Подставляя в (4.1) значение амплитуды несущей из (4.2), получим

$$u_{АМ} = U_{\omega_0}(1 + m\cos\Omega t) \times \times \cos\omega_0 t. \quad (4.3)$$

Раскрывая скобки и учитывая, что

$$\cos\Omega t\cos\omega_0 t = = \frac{1}{2}[\cos(\omega_0+\Omega)t + + \cos(\omega_0-\Omega)t],$$

получим

$$u_{АМ} = U_{\omega_0}\cos\omega_0 t + + m\frac{U_{\omega_0}}{2}\cos(\omega_0+\Omega)t + + m\frac{U_{\omega_0}}{2}\cos(\omega_0-\Omega)t. \quad (4.4)$$

Из уравнения (4.4) следует, что результирующее колебание, или сигнал, состоит из основного колебания несущей $U_{\omega_0}\cos\omega_0 t$ и двух колебаний, отличающихся от несущей на частоту Ω.

Основное колебание является колебанием, которое,

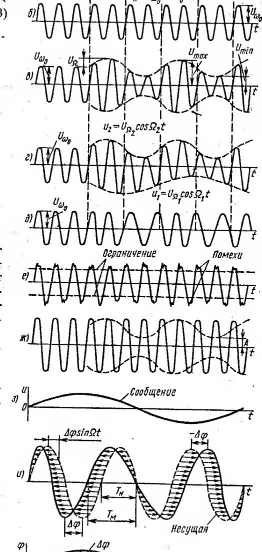


Рис. 4.1. Непрерывные модуляции:
а, *з* — передаваемые сообщения; *б* — несущая частота (переносчик); *в*, *г*, *д* — амплитудная, полярная и частотная модуляции соответственно; *е* — двустороннее ограничение, применяемое в частотной модуляции для устранения помех; *ж* — график, показывающий, что при частотной модуляции из-за неизменяющейся амплитуды мощность передатчика используется лучше, чем при амплитудной; *и* — фазовая модуляция (пунктирная линия) переносчика (сплошная линия) сообщением, представленным на рис. 4.1,*з*; *к* — изменение фазы переносчика под воздействием сообщения

как следует из (4.4), сохраняет частоту и амплитуду переносчика в процессе модуляции. Второй член в (4.4) представляет собой синусоиду, имеющую уменьшенную амплитуду $(m/2)U_{\omega_0}$ и повышенную частоту $(\omega_0+\Omega)$, и называется *верхней боковой составляющей.* Третий член в (4.4) также синусоида, имеющая ту же уменьшенную амплитуду, но пониженную частоту $(\omega_0-\Omega)$; она называется *нижней боковой составляющей.*

Из рис. 4.2, *а*, на котором представлен спектр амплитудно-модулированного сигнала, следует, что в процессе модуляции произошло смещение спектра сообщения F_Ω (показано пунктиром) на интервал частот, равный частоте ω_0. Боковые составляющие располагаются симметрично по обе стороны несущей, и их амплитуды не превышают половины амплитуды несущей.

В зависимости от того, передается ли весь спектр амплитудно-модулированного колебания или только его часть, различают два способа амплитудной модуляции: амплитудную модуляцию с двумя боковыми полосами (ДБП) и однополосную амплитудную модуляцию (ОБП).

Амплитудная модуляция с двумя боковыми полосами (ДБП). При этом способе модуляции передаваемый сигнал состоит из несущей (переносчика) и двух боковых колебаний (нижней и верхней боковых составляющих). Иными словами, при ДБП передается весь спектр амплитудно-модулированного колебания.

Так как боковые составляющие отличаются от несущей на частоту сообщения F_Ω, а между собой — на $2F_\Omega$ (рис. 4.2, *а*), то ширина полосы частот при ДБП равна удвоенной частоте передаваемого сообщения:

$$\Delta F_{\text{АМ}}=2F_\Omega. \tag{4.5}$$

Если, например, частота переносчика равна 1000 Гц, а частота сообщения $F_\Omega=50$ Гц, то полоса частот для передачи сигнала $\Delta F=2\cdot 50=100$ Гц (от 950 до 1050 Гц), т. е. модулированный сигнал требует для своей передачи определенной полосы частот. В то же время для передачи сообщения частотой $F_\Omega=50$ Гц без модуляции потребуется лишь бесконечно малая полоса частот. Действительно, рядом с синусоидальным колебанием частоты 50 Гц можно передать, например, синусоидальные колебания частот 49,0; 49,1; 49,2; ... вплоть до 49,999 Гц, т. е. частоты могут следовать бесконечно близко друг к другу, занимая бесконечно малый интервал в спектре. Это справедливо, если, во-первых, синусоидальное сообщение бесконечно во времени (если оно конечно, то теоретически

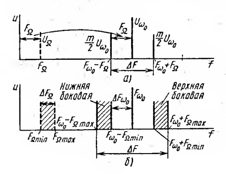


Рис. 4.2. Спектры частот при амплитудной модуляции:

а — с синусоидальным колебанием частотой F_Ω; *б* — с сообщением в полосе частот от $F_{\Omega_{\min}}$ до $F_{\Omega_{\max}}$

$\Delta F=\infty$) и, во-вторых, стабильность частоты генератора колебаний идеальна и существуют фильтры, способные разделить эти сигналы. Если же стабильность равна, например, $\pm 0{,}5$ %, то сообщение частотой $F_{\Omega}=50$ Гц будет передаваться в диапазоне 49,75—50,25 Гц, т. е. занимать полосу $\Delta F=0{,}5$ Гц.

Общим случаем амплитудной модуляции является передача сообщения, занимающего полосу частот от $F_{\Omega 1}=F_{\Omega \min}$ до $F_{\Omega 2}=F_{\Omega \max}$, т. е. $\Delta F_{\Omega}=F_{\Omega \max}-F_{\Omega \min}$. При этом в процессе амплитудной модуляции возникают не боковые частоты, а полосы частот: верхняя боковая и нижняя боковая (рис. 4.2, *б*).

Полосу частот высокочастотного спектра ΔF для передачи сообщения, занимающего полосу частот ΔF_{Ω}, можно определить из рис. 4.2, *б*:

$$\Delta F=(F_{\omega_0}+F_{\Omega_{\max}})-(F_{\omega_0}-F_{\Omega_{\min}})=2F_{\Omega\max}. \tag{4.6}$$

Вследствие того, что нижняя частота передаваемого сообщения всегда больше нуля, т. е. всегда $\Delta F_{\omega_0}\neq 0$ (рис. 4.2, *б*), полоса частот, необходимая для передачи на несущей, всегда превышает полосу частот передаваемого сообщения более чем в два раза:

$$\Delta F>2\Delta F_{\Omega}. \tag{4.7}$$

Однополосная амплитудная модуляция (ОБП). Как следует из выражения (4.4) и рис. 4.2, *б*, информация о передаваемых сообщениях содержится только в боковой полосе частот амплитудно-модулированного колебания. Это позволяет осуществить передачу сообщения только на одной из боковых полос частот (верхней или нижней). При ОБП полоса частот передаваемого сообщения ΔF_{Ω} переносится в область высоких частот без расширения общей полосы пропускания, т. е.

$$\Delta F_{\text{ОБП}}=\Delta F_{\Omega}. \tag{4.8}$$

Передача на ОБП имеет ряд преимуществ: 1) полоса частот сокращается в два раза или более, что позволяет увеличить число передаваемых сообщений; 2) при ОБП напряжение несущей частоты и одной из боковых полос частот подавляется, что позволяет сосредоточить мощность передатчика только на одной боковой полосе и повысить уровень передаваемого сигнала (выигрыш по напряжению оказывается в два раза, а по мощности — в четыре раза). Более мощный сигнал обеспечивает бо́льшую помехоустойчивость передачи. Однако использование передачи на ОБП затрудняется из-за сложности ее приема, о чем сказано ниже.

Осуществление амплитудной модуляции. Как следует из уравнения (4.3), модулированный по амплитуде сигнал образуется перемножением двух колебаний: сообщения и переносчика. После перемножения образуются три колебания: несущей и двух боковых частот [см. уравнение (4.4)]. Перемножение частот осуществляется в схеме, содержащей нелинейный элемент *НЭ* (рис. 4.3, *а*). Вольт-амперная характеристика $i=f(u)$ нелинейного элемента (например, диода или триода), представленная на рис. 4.3, *б*, в общем виде может быть выражена полиномом второй степени:

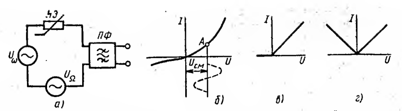


Рис. 4.3. Нелинейные элементы для осуществления амплитудной модуляции: *а* — схема; *б* — вольт-амперная характеристика диода; *в, г* — ее аппроксимация

$$i = a_0 + a_1 u + a_2 u^2, \tag{4.9}$$

где коэффициент a — в А, a_1 — в См, a_2 — в См/В.

Для амплитудной модуляции, когда происходит перемножение двух колебаний $u_c = U_\Omega \cos \Omega t$ и $u_{\omega_0} = U_{\omega_0} \cos \omega_0 t$, можно найти выражение для тока:

$$i = a_0 + a_1(u_c + u_{\omega_0}) + a_2(u_c + u_{\omega_0})^2 = a_0 + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + a_1 U_{\omega_0} \cos \omega_0 t +$$
$$+ a_2 U_\Omega^2 \cos_2 \Omega t + 2a_2 U_\Omega U_{\omega_0} \cos \Omega t \cos \omega_0 t + a_2 U_{\omega_0}^2 \cos^2 \omega_0 t.$$

После тригонометрических преобразований получим

$$i = a_0 + \frac{a_2}{2}(U_\Omega^2 + U_{\omega_0}^2) + a_1 U_\Omega \cos \Omega t + \frac{a_2 U_\Omega^2}{2} \cos 2\Omega t +$$
$$+ a_2 U_\Omega U_{\omega_0} \cos(\omega_0 t - \Omega t) + a_1 U_{\omega_0} \cos \omega_0 t + a_2 U_\Omega U_{\omega_0} \cos(\omega_0 t + \Omega t) +$$
$$+ \frac{a_2 U_{\omega_0}^2}{2} \cos 2\omega_0 t. \tag{4.10}$$

Из выражения (4.10) следует, что ток модулированного колебания содержит постоянную составляющую, составляющие низких частот (Ω, 2Ω), составляющую несущей частоты (ω_0), составляющие двух боковых частот ($\omega_0 - \Omega$ и $\omega_0 + \Omega$) и вторую гармонику несущей частоты. С помощью фильтров ненужные составляющие подавляются. При модуляции ДБП выделяются три составляющие (ω_0, $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$). Для однополосной модуляции выделяется лишь одна из боковых частот.

Схема простейшего пассивного модулятора на диоде представлена на рис. 4.4, *а*, а схемы активных модуляторов на транзисторах — на рис. 4.4, *б, в*. При отсутствии напряжений u_{ω_0} и u_Ω через контур в обоих модуляторах протекает постоянный ток. При наличии этих напряжений ток в транзисторе начинает изменяться в такт напряжениям и появляется переменная составляющая анодного тока (суммарная от обеих частот). Для фильтрации ненужных частот и снятия большего напряжения с модулятора в коллекторную цепь включают колебательный контур, который выполняет роль нагрузки и обладает большим сопротивлением на резонансной частоте, равной несущей. Полоса пропускания контура должна быть не меньше удвоенного значения наибольшей из частот модулирующего напряжения.

В схемах рис. 4.4, *б, в* конденсатор $C_\sim$ предназначен для прохождения переменной составляющей тока коллектора (чтобы она не проходила через источник питания). Так же шунтируют источники питания от прохождения через них несущей и сообщения конденсаторы C_{ω_0} и C_Ω.

При модуляции по схеме рис. 4.4, *в* источник напряжения u_Ω участвует в питании генератора, добавляя свою энергию к подводимой мощности генератора.

Модуляторы, в которых осуществляется подавление несущей и одной боковой полосы, называют балансными. Сигнал U_Ω, подаваемый через трансформатор $Тр_1$ (рис. 4.5, *а*), при отсутствии несущей не поступает на трансформатор $Тр_2$, так как диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены встречно. Когда положительная полуволна несущей поступает в точку *3* трансформатора $Тр_3$, ток протекает через диоды, как показано стрелками, и диоды открываются, в результате чего падение напряжения на них уменьшается почти до нуля. Это обеспечивает протекание тока через диоды от сигнала U_Ω. Процесс открывания диода условно показан на его характеристике (см. рис. 4.3, *б*). Напряжение несущей U_{ω_0} создает смещение $U_{см}$, и токи сигнала U_Ω замыкаются через трансформатор $Тр_2$. Воздействуя на нелинейный элемент (диод $Д_1$ или $Д_2$ в зависимости от полярности сообщения в данный момент времени), сигнал и несущая

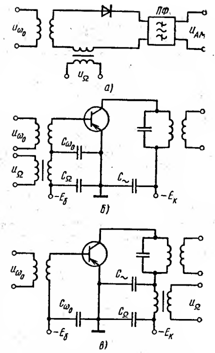


Рис. 4.4. Схемы для осуществления амплитудной модуляции с двумя боковыми полосами (*б* — путем изменения напряжения смещения на базе, *в* — путем изменения напряжения питания коллектора):

а — пассивный модулятор на диоде; *б*, *в* — активные модуляторы на транзисторах

согласно (4.10) будут образовывать ряд колебаний (в том числе несущую и два боковых). Так как несущая на фильтр *ПФ* не поступает (она подается к средним точкам трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$, вследствие чего токи, разветвляясь, создают равные по значению и противоположные по направлению м. д. с. в обмотках, которые наводят взаимнокомпенсирующие магнитные потоки), то с выхода трансформатора $Тр_2$ будут сниматься боковые частоты $\omega_0 + \Omega$ и $\omega_0 - \Omega$. Одна из этих частот с помощью фильтра выделяется (например, верхняя, как на рис. 4.5, *а*), другая — подавляется.

Между плечами балансного модулятора всегда имеется некоторая асимметрия, поэтому несущая частота не компенсируется полностью. Кроме того, на выходе трансформатора $Тр_2$ присутствуют частота Ω и ее гармоники. Для избавления от гармоник частоты модуляции применяют специальную схему балансного модулятора, так называемый кольцевой модулятор (рис. 4.5, *б*). Он представляет собой параллельное включение двух балансных модуляторов на диодах $Д_1 — Д_4$. При положительных полуволнах несущего колебания работает только первый модулятор

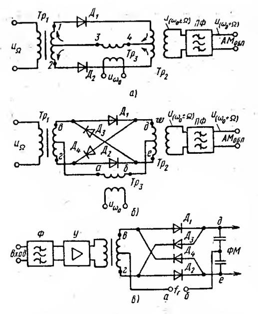


Рис. 4.5. Схемы для осуществления амплитудной модуляции на одной боковой полосе (*а*, *б*):
а — балансный модулятор; *б* — кольцевой модулятор; *в* — фазовый демодулятор

(диоды $Д_1$, $Д_2$ открыты, а диоды $Д_3$, $Д_4$ закрыты), при отрицательных — только второй модулятор (диоды $Д_3$, $Д_4$ открыты, а диоды $Д_1$, $Д_2$ закрыты).

Полной компенсации гармоник в кольцевом модуляторе достичь не удается, однако их оказывается меньше, чем в балансном модуляторе. Так, при идеальной симметрии спектр на выходе балансного модулятора состоит из нечетных гармоник низкочастотного сигнала (F_Ω, $3F_\Omega$, $5F_\Omega$) и боковых частот всех гармоник несущей частоты F_{ω_0}, образованных нечетными гармониками частоты $F_\Omega(F_{\omega_0}-F_\Omega,\ F_{\omega_0}-3F_\Omega...F_{\omega_0}+F_\Omega,\ F_{\omega_0}+3F_\Omega...2F_{\omega_0}-F_\Omega,\ 2F_{\omega_0}-3F_\Omega\ ...\ 2F_{\omega_0}+F_\Omega,\ 2F_{\omega_0}+3F_\Omega, ...)$.

В кольцевом модуляторе остаются только боковые частоты нечетных гармоник частоты F_{ω_0}, образованные нечетными же гармониками частоты $F_\Omega(F_{\omega_0}-F_\Omega,\ F_{\omega_0}-3F_\Omega,\ ...,\ F_{\omega_0}+F_\Omega,\ F_{\omega_0}+3F_\Omega)$.

Амплитудная манипуляция. Если передаваемое сообщение представляет собой последовательность прямоугольных импульсов (рис. 4.6, *а*), т. е. является дискретным сообщением, то при образовании сигнала амплитуда переносчика (несущей) принимает всего два значения, т. е. осуществляется амплитудная манипуляция. Иногда манипуляцию называют дискретной модуляцией.

В зависимости от значения коэффициента m различают два варианта амплитудной манипуляции: 1) при $m<1$ (рис. 4.6, *б*, на котором показана идеализированная форма импульсов) и 2) при $m=1$ (рис. 4.6, *в*, на котором показана форма реальных импульсов на выходе фильтра). Амплитудную манипуляцию широко применяют как в телемеханике, так и в связи при передаче телеграфных сигналов. Спектр частот при амплитудной манипуляции, как и при амплитудной модуляции, содержит кроме несущей верхнюю и нижнюю боковые полосы частот. Составляющие верхней боковой полосы содержат частоты $F_{\omega_0}+k/\tau$, а составляющие нижней боковой — частоты $F_{\omega_0}-k/\tau$, где $k=1, 2, ...$ (рис. 4.7, *а*, *б*).

Амплитуда составляющих зависит от коэффициента модуляции m. Так же как и при немодулированной последовательности, число гармоник в каждом лепестке спектра увеличивается с увеличением скважности, а их амплитуда падает.

Амплитуда несущей частоты вписывается в огибающую спектра при 100 %-ной манипуляции ($m=1$) (рис. 4.7, *б*). При уменьшенном коэффициенте m энергия несущей возрастает, а энергия боковых частот падает.

На рис. 4.6, *в* показана форма радиоимпульсов при амплитудной манипуляции на выходе полосового фильтра. Так же как й на рис. 1.7, t_0— групповое время запаздывания, а $t_н$— время нарастания. И в этом случае необходимая ширина полосы частот определяется допустимой степенью искажения формы импульсов при передаче. Эта форма импульсов существенно зависит от времени нарастания $t_н$. Для амплитудной манипуляции полоса частот определяется уравнением (1.17).

Полярная модуляция. При полярной модуляции, которая представляет собой разновидность амплитудной модуляции, положительные полупериоды переносчика (несущей частоты) модулируются по амплитуде одним сигналом, а отрицательные — другим. На рис. 4.1, *г* представлена полярная модуляция одного переносчика двумя синусоидальными сообщениями с частотами F_{Ω_1} и F_{Ω_2}.

Демодуляция амплитудно-модулированных колебаний. *Демодуляция амплитудно-модулированных колебаний с двумя боковыми полосами* (ДБП). Как было указано, модуляция сводится к воздействию сообщения и несущей на нелинейный элемент [см. уравнения (4.9) и (4.10)] и получению в результате этого сложного амплитудно-модулированного сигнала. Демодуляция (или выделение из сложного сигнала сообщения), называется *детектированием.* Детектирование сводится к воздействию полученного амплитудно-модулированного сигнала (4.3) на нелинейный элемент.

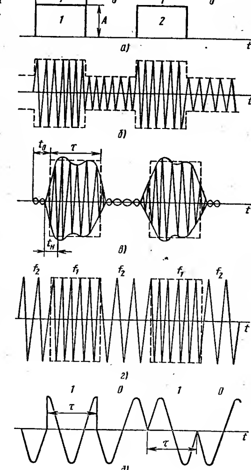


Рис. 4.6. Виды манипуляций:
а — передаваемое сообщение; *б* — амплитудная манипуляция при $m=0{,}5$; *в* — амплитудная манипуляция при $m=1$; *г* — частотная манипуляция; *д* — фазовая манипуляция

Воспользовавшись уравнением вольт-амперной характеристики (4.9) и подставляя в него выражение (4.3), получим

$$i = a_0 + \frac{a_2 U_{\omega_0}^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) + a_2 U_{\omega_0}^2 m \cos \Omega t + a_1 \frac{U_{\omega_0} m}{2} \cos(\omega_0 - \Omega)t +$$
$$+ a_1 U_{\omega_0} \cos \omega_0 t + a_1 \frac{U_{\omega_0} m}{2} \cos(\omega_0 + \Omega)t + a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m_2}{4} \cos 2\Omega t +$$
$$+ a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m^2}{8} \cos(2\omega_0 - 2\Omega)t + a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m^2}{2} \cos(2\omega_0 - \Omega)t +$$
$$+ a_2 \frac{U_{\omega_0}^2}{2}\left(1 + \frac{m^2}{2}\right) \cos 2\omega_0 t + a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m^2}{2} \cos(2\omega_0 + \Omega)t + a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m^2}{8} \cos \times$$
$$\times (2\omega_0 + 2\Omega)t. \qquad (4.11)$$

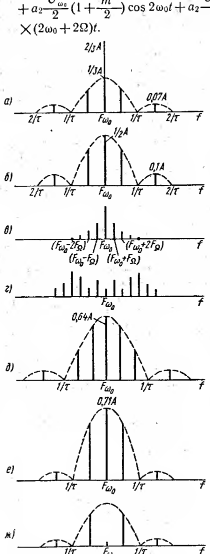


Рис. 4.7. Спектры частот:

а — при амплитудной манипуляции с $m = 0{,}5$; *б* — при амплитудной манипуляции с $m = 1$; *в* — при частотной модуляции с $m_ч = 1$; *г* — при частотной модуляции с $m_ч = 5$; *д* — при частотной манипуляции с $m_ч = 1$; *е* — при фазовой манипуляции, $\Delta\varphi = \pm 90°$; *ж* — при фазовой манипуляции, $\Delta\varphi = \pm 180°$

Из рис. 4.8, *а*, на котором представлен спектр сигнала, полученный согласно (4.11), следует, что кроме несущей (F_{ω_0}) и двух боковых частот ($F_{\omega_0} - F_\Omega$, $F_{\omega_0} + F_\Omega$), из которых состоял сигнал до детектирования, появился ряд частот как в низкочастотной, так и в высокочастотной части спектра. Так, помимо частоты сообщения F_Ω, которую необходимо выделить, есть еще постоянная составляющая [первые два члена (4.11)] и вторая гармоника сообщения $a_2 \frac{U_{\omega_0}^2 m^2}{4} \cos 2\Omega t$. Следовательно, детектирование с использованием квадратичного нелинейного элемента, вольт-амперная характеристика которого представлена на рис. 4.3, *б*, всегда приводит к нелинейным искажениям.

Во избежание искажений при детектировании необходимо, чтобы нелинейный элемент обладал линейно-ломаной вольт-амперной характеристикой, представленной на рис. 4.3, *в*. Уравнение этой ха-

рактеристики записывается в виде

$$i=\begin{cases} au \text{ при } u\geq 0; \\ 0 \text{ при } u<0. \end{cases} \quad (4.12)$$

Для элемента с характеристикой, соответствующей рис. 4.3, *г*, уравнение характеристики имеет вид

$$i=a|u|. \quad (4.13)$$

Если проделать расчеты, аналогичные выполненным ранее, то получим спектр, изображенный на рис. 4.8, *б*. Из этого спектра легко выделяется без искажений сообщение с частотой F_Ω. Вторая гармоника этой частоты при использовании линейно-ломаных вольт-амперных характеристик отсутствует. Такое детектирование называется линейным.

Рис. 4.8. Спектр АМ-сигнала при демодуляции и использовании нелинейной характеристики *(а)*, линейно-ломаной характеристики *(б)*

Процесс детектирования состоит из выпрямления амплитудно-модулированных колебаний, в результате которого образуются импульсы несущей с огибающей, имеющей форму колебания передаваемого сообщения, и выделения из этих импульсов исходного сигнала путем фильтрации высокочастотных составляющих спектра импульсов. Схема детектора с однополупериодным выпрямлением представлена на рис. 4.9, *а*. В качестве детектора применяют диод, обратный ток которого практически близок к нулю. Выпрямление желательно осуществлять на линейной части вольт-амперной характеристики диода. Простейшим фильтром нижних частот (ФНЧ) может служить конденсатор, подключенный параллельно нагрузке $R_н$. На вход детектора подается модулированное колебание $U_м$ (рис. 4.9, *б*). С выпрямителя на ФНЧ поступают колебания, форма которых изображена на рис. 4.9, *в*. На нагрузке $R_н$ выделяется модулированное сообщение (рис. 4.9, *г*).

Демодуляция амплитудно-модулированных колебаний с одной боковой полосой (ОБП). Из рис. 4.2, *а, б* следует, что при ДБП-модуляции передаваемое сообщение выделяется достаточно просто потому, что его частота (спектр) является разностью (или суммой) между несущей и боковой частотами (полосой). Так, если частота несущей 1000 Гц, а частота сообщения 50 Гц, то нижняя боковая частота равна 950 Гц, а верхняя — 1050 Гц. Располагая значениями несущей и одной боковой частоты, легко выделить сообщение. Представим теперь, что на приеме получена лишь одна боковая частота, равная 950 Гц. Определить по ней частоту модулирующего сообщения, не зная частоту несущей, невозможно. Для детектирования при передаче ОБП необходимо восстановить несущую. Для этого в приемнике устанавливают генератор несущей частоты, а обе частоты (принятая боковая и местная несущая) воздействуют на нелинейный элемент (детектор). На выходе детектора получается сложное

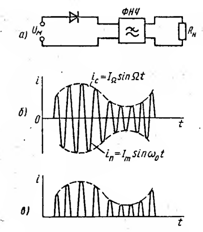


Рис. 4.9. Детектирование АМ-сигнала с двумя боковыми полосами: *а* — схема детектора; *б* — сигнал, подаваемый на вход; *в* — сигнал после выпрямления; *г* — выделенное сообщение

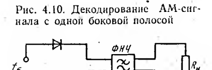
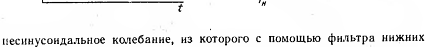


Рис. 4.10. Декодирование АМ-сигнала с одной боковой полосой



несинусоидальное колебание, из которого с помощью фильтра нижних частот выделяется передаваемое сообщение.

Схема простейшего детектора ОБП приведена на рис. 4.10. На вход подаются боковая $f_б$ и несущая $f_н$ частоты от генератора *Г*. Детектором служит диод, а фильтром — емкость, которая подавляет на нагрузке $R_н$ (шунтирует) ненужные частоты (несущую и одну боковую).

Частотная модуляция. При *частотной модуляции* (ЧМ) мгновенные значения сообщения (тока или напряжения) изменяют частоту переносчика (несущей), оставляя неизменной его амплитуду. На рис. 4.1, *д* показано, что при увеличении мгновенных значений сообщения частота несущей увеличивается, а при отрицательной полуволне сообщения — уменьшается.

Если ω — угловая частота модулированного колебания (сигнала), ω_0 — среднее значение угловой частоты переносчика и Ω — угловая частота сообщения, то можно записать

$$\omega=\omega_0+m_ч\Omega\cos\Omega t, \qquad (4.14)$$

где

$$m_ч=\Delta\omega/\Omega \qquad (4.15)$$

— коэффициент частотного отклонения, или глубина частотной модуляции; $\Delta\omega$ — девиация угловой частоты, или максимальное отклонение частоты переносчика (в одну сторону) от исходного значения.

Девиация частоты зависит от амплитуды модулирующего сообщения (см. рис. 4.1, *д*). При увеличении амплитуды сообщения частота переносчика $F_{\omega 0}$ возрастает, при уменьшении (отрицательная полуволна сообщения на рис. 4.1, *а*) — снижается. Девиация частоты и индекс модуляции связаны соотношением $F_{дев}=m_ч F_\Omega$.

Пример 4.1. Если $F_{\omega 0}=10\,000$ Гц, $F_\Omega=500$ Гц и $m_ч=3$, то максимальная девиация частоты $F_{дев}=m_ч F_\Omega=3\cdot 500=1500$ Гц, т. е. переносчик в процессе модуляции может изменить свою частоту до 11 500 или 8500 Гц.

Полагая, что начальная фаза равна нулю (при $t=0$), можно записать уравнение сигнала при частотной модуляции:

$$u_{ЧМ}=U_{\omega_0}\cos(\omega_0 t+m_ч \sin\Omega t). \quad (4.16)$$

На рис. 4.7, *в* — *д* представлен спектр при частотной модуляции. Строго говоря, спектр частот при ЧМ бесконечно велик, и для точного воспроизведения передаваемого сообщения нужна бесконечно большая ширина полосы. Однако боковые частоты высших порядков имеют ничтожную интенсивность и ими можно пренебречь. Полоса частот при ЧМ может быть приближенно определена из выражения

$$\Delta F_{ЧМ}=2F_{\Omega_{max}}(m_ч+1)=2(F_{\Omega_{max}}+F_{дев}). \quad (4.17)$$

В телеизмерении оптимальное значение $m_ч$ зависит от требуемой точности передачи. Так, для систем ТИ с погрешностью $\delta=1\ \%$ оптимальный индекс частотной модуляции $m_{ч.\,опт}=5$. Для точных систем ТИ ($\delta=0{,}1\%$) $m_{ч.\,опт}=15$.

Частотная манипуляция. При манипуляции видеоимпульсами (см. рис. 4.6, *а*) частота переносчика принимает только два значения (см. рис. 4.6, *г*). Спектр частот представлен на рис. 4.7, *д*.

Ширина полосы частот канала связи при передаче определяется допустимым временем установления сигнала на выходе входного фильтра приемника и девиацией частоты (частоты f_1 согласно рис. 4.6, *г*, на котором процесс установления частоты не показан). Однако искажения, вносимые входным фильтром при ЧМ, несколько больше, чем при АМ. Поэтому для частотной манипуляции, считая, что $\Delta F/(2F_{дев})=1{,}4$, имеем

$$\Delta F_{ч\,min}=(1{,}7\div 3)/\tau. \quad (4.18)$$

Осуществление частотной модуляции. Существуют прямые и косвенные методы реализации частотной модуляции. При прямых методах частотная модуляция осуществляется непосредственным изменением частоты задающего генератора. Наиболее распространенным косвенным методом является использование фазового модулятора для изменения фазы колебаний по закону частотной модуляции.

При прямых методах частота генератора изменяется путем изменения индуктивности катушки или емкости конденсатора, подключаемых параллельно катушке или конденсатору колебательного контура генератора. Прямые методы, несмотря на простоту, не могут обеспечить достаточной стабильности частоты генератора. Поэтому в модуляторах, основанных на этом принципе, в случае необходимости дополнительно применяют автоматическую подстройку частоты. В телемеханике, как правило, используют прямые методы частотной модуляции. На некоторых из них остановимся при рассмотрении частотных телеизмерений.

Модуляторы, выполненные с помощью косвенных методов, обеспечивают значительно бóльшую стабильность частоты генератора. Это обусловлено тем, что частотная модуляция осуществляется в одном из промежуточных звеньев схемы, а не в звеньях, непосредственно связанных

с контуром генератора. Однако такие модуляторы оказываются значительно более сложными.

Демодуляция частотно-модулированных колебаний. Для этой цели частотно-модулированные колебания превращают сначала в колебания, модулированные по фазе или по амплитуде, из которых затем выделяется передаваемое сообщение. Поэтому различают частотно-амплитудные или частотно-фазовые (либо просто фазовые) детекторы. В телемеханике в большинстве случаев применяют частотно-амплитудные детекторы.

Простейший частотно-амплитудный детектор состоит из обычного колебательного контура (расстроенного относительно основной частоты приходящего сигнала) и амплитудного детектора. При изменении частоты сигнала значение напряжения на контуре изменяется. Однако из-за криволинейности ветвей резонансной кривой колебательного контура такие детекторы дают значительные нелинейные искажения.

Более совершенным частотно-амплитудным детектором является частотный дискриминатор, выполняемый с двумя вторичными расстроенными контурами (рис. 4.11, *а*). Если, например, модулированные по частоте колебания, подаваемые на вход, лежат в полосе 1100—1000 Гц, то контур K_1 настраивается на частоту 1050 Гц, контур K_2 — на частоту 1100 Гц и контур K_3 — на частоту 1000 Гц (рис. 4.11, *б*). Контур K_1 является широкополосным, пропускающим частоты, на которые настраиваются контуры K_2 и K_3. Напряжения, снимаемые с контуров K_2, K_3, детектируются, и с резисторов R_1, R_2 снимается напряжение, зависящее от частоты сигнала. Когда на вход подается частота 1100 Гц, с резистора R_1 можно снять напряжение U_2, которое больше напряжения U_3 (на резисторе R_2) при прохождении частоты, например, 1070 Гц. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ включены таким образом, что напряжение $U_{вых}$ на выходе дискриминатора равно разности напряжений: $U_{вых} = U_2 - U_3$. Поэтому резонансную кривую контура K_3 можно изобразить в другой полярности (пунктир на рис. 4.11, *б*) по отношению к кривой контура K_2. Если сложить резонансные кривые контуров K_2 и K_3, то получится результирующая кривая дискриминатора, пред-

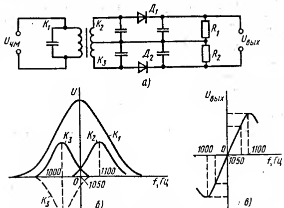


Рис. 4.11. Демодуляция ЧМ-сигнала.
Схема частотного дискриминатора (*а*) и его характеристики (*б, в*)

ставляющая собой зависимость напряжения на выходе от частоты входного сигнала (рис. 4.11, *в*). На значительном участке эта характеристика линейна.

Сравнение амплитудной (АМ) и частотной (ЧМ) модуляций показывает, что:

1) техническая реализация АМ проще, чем ЧМ;

2) полоса частот при АМ значительно меньше, чем при ЧМ;

3) помехоустойчивость ЧМ значительно выше АМ. Это объясняется тем, что помехи воздействуют в первую очередь на амплитуду сигнала (см. рис. 4.1, *е*), что при ЧМ не имеет существенного значения, так как в ЧМ-приемниках обычно применяют двустороннее ограничение сигнала (см. пунктир на рис. 4.1, *е*). В то же время при АМ изменение амплитуды сообщения вызывает изменение амплитуды переносчика и такое ограничение, срезающее помехи, применять нельзя;

4) при ограниченной пиковой мощности передатчика средняя мощность АМ-сигнала оказывается меньше мощности ЧМ-сигнала. Это следует из рис. 4.1, *ж*, на котором изображена немодулированная несущая с максимальной амплитудой. При ЧМ амплитуда несущей не изменяется, а при АМ ее необходимо уменьшать до значения A (пунктир), что снижает среднюю мощность сигнала.

Из-за плохой помехоустойчивости АМ как самостоятельный вид модуляции в телемеханике находит ограниченное применение и используется в основном как промежуточный вид модуляции при двойных модуляциях, о которых будет сказано далее. Большое применение нашла амплитудная демодуляция как промежуточный этап при частотной или фазовой демодуляции.

Фазовая модуляция. При *фазовой модуляции* (ФМ) передаваемое сообщение изменяет значение фазы φ переносчика (несущей). Таким образом, фаза несущей φ изменяется пропорционально мгновенным значениям тока или напряжения модулирующего сообщения. На рис. 4.1, *и* пунктиром изображена несущая, а сплошной линией — та же несущая после ее модуляции по фазе сообщением (см. рис. 4.1,*з*). Здесь показано, что при увеличении значений тока и напряжения (сообщения) частоты Ω возникает опережение по фазе $\Delta\varphi \sin \Omega t$, где $\Delta\varphi$ — максимальный сдвиг по фазе, или девиация фазы. Колебание фазы показано на рис. 4.1,*к*.

Значение фазомодулированного колебания

$$u_{\text{ФМ}} = U_{\omega_0} \cos(\omega_0 t + m_\text{ф} \sin \Omega t). \qquad (4.19)$$

Уравнение (4.19) аналогично (4.16) с той лишь разницей, что при фазовой модуляции индекс модуляции

$$m_\text{ф} = \Delta\varphi. \qquad (4.20)$$

Из рис. 4.1,*и* следует, что при фазовой модуляции изменяется не только фаза, но и мгновенная частота несущей. Точно так же при частотной модуляции изменяется и фаза несущей. Таким образом, фазовая и частотная модуляции в какой-то мере аналогичны и отличаются друг от друга методами осуществления. Девиация угловой частоты $\Delta\omega$ связана с девиацией фазы $\Delta\varphi$ соотношением

$$\Delta\omega = \Omega\Delta\varphi. \qquad (4.21)$$

Полоса частот модулированного по фазе переносчика

$$\Delta F_{\Phi M}=2F_{\Omega}(m_{\Phi}+1). \qquad (4.22)$$

Так как при частотной модуляции индекс модуляции согласно (4.15) уменьшается с увеличением частоты сообщения, а при фазовой модуляции он не зависит от нее [см. (4.20)], то ширина полосы частот при фазовой модуляции оказывается больше, чем при частотной. В случае $m \ll 1$ спектр частот при ЧМ и ФМ состоит из несущей и двух боковых полос, как при АМ ДБП. В случае $m \gg 1$ спектр частот при ФМ схож со спектром при ЧМ с той лишь разницей, что при фазовой модуляции боковые частоты не зависят от частоты сообщения, тогда как при частотной модуляции амплитуды этих частот уменьшаются с увеличением частоты сообщения. Модуляторы для фазовой модуляции аналогичны модуляторам для частотной модуляции.

Фазовая манипуляция [6]. Она является частным случаем фазовой модуляции при модулирующем сигнале в виде видеоимпульсов. На рис. 4.6, *д* показана фазовая манипуляция на $\Delta\varphi=90°$ для импульса *1* и на $\Delta\varphi=180°$ для импульса *2*. На рис. 4.7, *е, ж* показан спектр частот для этих же случаев, причем если манипуляция производится со сдвигом на 180°, то при скважности передачи импульсов $i=2$ несущая в спектре отсутствует. Фазовая манипуляция, или, как ее иногда называют, *абсолютная фазовая модуляция* (АФМ), начала находить широкое применение в системах передачи данных, заменяя частотную манипуляцию при скоростях свыше 1200 Бод. При этом применяется как двукратная, так и трехкратная манипуляция.

Фазовая манипуляция осуществляется с помощью фазового модулятора, схема которого аналогична схеме кольцевого модулятора (см. рис. 4.5, *б*). В схеме фазового модулятора лишь отсутствует полосовой фильтр *ПФ* и несущая подается на трансформатор $Тр_1$, а на трансформатор $Тр_3$ поступают передаваемые прямоугольные импульсы положительной и отрицательной полярности. При подаче положительного импульса (плюс на зажиме *а*) ток, разветвляясь, протекает через диоды $Д_1$ и $Д_2$, открывает их, создавая смещение $U_{см}$ (см. рис. 4.3, *б*), что позволяет несущей свободно проходить через оба диода, так как их сопротивление в этом случае близко к нулю. Ток несущей проходит по цепи: зажим *в* — диод $Д_1$ — зажимы *д, е* — диод $Д_2$ — зажим *г*. При подаче отрицательного видеоимпульса (плюс снимается с зажима *б*) открываются диоды $Д_3$, $Д_4$, а диоды $Д_1$, $Д_2$ закрываются, что изменяет направление тока несущей. Ток в этом случае проходит по цепи: зажим *в* — диод $Д_3$ — зажимы *е, д* — диод $Д_4$ — зажим *г*. При этом ток через обмотку *w* протекает в противоположном направлении (по сравнению с предыдущим), что означает изменение фазы на 180°.

Для детектирования сигнала с фазовой манипуляцией служит фазовый детектор, основанный на так называемом кольцевом преобразовании частоты (см. рис. 4.5, *в*), схема которого близка к схеме модулятора (см. рис. 4.5, *б*). На вход поступают импульсы, модулированные по фазе, а на зажимы *а* и *б* подается переменный ток местного генератора $f_г$ с частотой несущей. На выходе включены конденсаторы. При поступлении на вход

сигнала в фазе с сигналом местного генератора приемника открываются диоды $Д_1$, $Д_2$ при положительной полуволне и диоды $Д_3$, $Д_4$ — при отрицательной. В обоих случаях ток протекает через конденсаторы от зажима *д* к *е* и на выходе снимаются выпрямленные положительные импульсы. При поступлении сигнала с линии в противофазе с сигналом местного генератора ток сначала протекает через диоды $Д_3$, $Д_4$ при положительных полуволнах и через диоды $Д_1$, $Д_2$ — при отрицательных, что вызывает прохождение тока от зажима *е* к *д*. Соответствующим образом на выходе снимаются выпрямленные отрицательные импульсы.

На рис. 4.6, *д* были представлены примеры АФМ для случая, когда 1 передается положительным импульсом, а 0 — его отсутствием. На рис. 4.12, *а* дан пример АФМ для случая, когда 1 передается положительным импульсом, а 0 — отрицательным. На рис. 4.12, *в* изменение фазы происходит, как и на рис. 4.6, *д*, при переходах 0 в 1 и 1 в 0. Отсутствие изменения фазы после заранее заданного числа периодов синусоидального напряжения, заполняющего видеоимпульс, означает, что за символом 1 следует вновь 1 (момент времени t_3) или за символом 0 — также 0 (момент времени t_5). Фазовый демодулятор настраивают так, что изменение фазы в отрицательный полупериод синусоидального напряжения (моменты времени t_1 и t_4) будет соответствовать отрицательному импульсу, т. е. 0, а изменение фазы в положительный полупериод (моменты времени t_2 и t_6) — положительному импульсу, т. е. 1.

АФМ по сравнению с амплитудной и частотной манипуляциями обеспечивает бо́льшую скорость передачи информации в той же полосе частот и при той же помехоустойчивости и требует меньшей мощности передатчика. В то же время важнейшим требованием к АФМ является необходимость соблюдения постоянства фазы несущей или опорного напряжения в процессе модуляции. Если фаза изменится на 180°, то в заранее настроенном на определенную фазу демодуляторе все 1 будут приняты как 0, а 0 — как 1. Этот существенный недостаток АФМ носит название обратной работы [6]. На рис. 4.12, *г* показано изменение опорного напряжения на π по сравнению с рис. 4.12, *б* и такое же изменение фазовой манипуляции на рис. 4.12, *д* по сравнению с рис. 4.12, *в*.

Относительная фазовая модуляция (ОФМ). Этому понятию эквивалентен также термин «фазоразностная модуляция» (ФРМ), или манипуляция, если модулирующим сообщением является серия импульсов, как на рис. 4.12, *а*.

Принцип осуществления ОФМ показан на рис. 4. 12, *е*. Если при АФМ фаза несущей изменяется при каждом изменении полярности передаваемых импульсов (рис. 4.12, *в*, *д*), то при ОФМ она изменяется при передаче каждого импульса только положительной полярности. В нашем примере изменение фазы происходит при передаче каждого положительного импульса, т. е. 1. Изменение фазы несущей при ОФМ не приводит к ошибкам, т. е. к обратной работе, как при АФМ, так как изменение фазы при ОФМ всегда указывает на возникновение 1 (в нашем примере), а отсутствие этого изменения — на передачу 0. При этом о возникновении 1 свидетельствует изменение фазы как в отрицательный полупериод несущей (моменты времени t_2 и t_6), так и в положительный (момент времени t_3 на рис. 4.12, *е*). Изменение фазы несущей на π (рис. 4.12, *г*) привело к тому, что

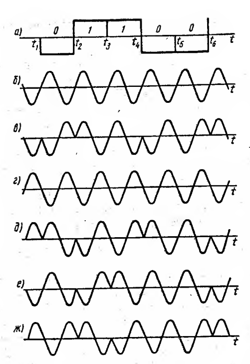


Рис. 4.12. Фазовая и относительная фазовая манипуляции: *а* — передаваемые импульсы; *б, г* — несущие; *в, д* — фазовые манипуляции; *е, ж* — относительные фазовые манипуляции

при ОФМ положение фаз несущей в момент их изменения на рис. 4.12, *ж* стало инверсным по сравнению с положением фаз на рис. 4.12, *е*, где опорным напряжением при ОФМ являлось синусоидальное напряжение, представленное на рис. 4.12, *б*. Однако моменты изменения фаз на рис. 4.12, *е, ж* остались прежними; так как при демодуляции ОФМ фиксируются только моменты изменения фазы независимо от того, произошли ли они в отрицательный или положительный полупериод, то ошибки не происходит.

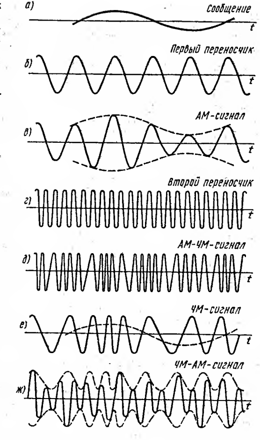
Двукратная непрерывная модуляция. Для повышения помехоустойчивости передачи амплитудно-модулированное сообщение иногда дополнительно модулируют по частоте. Возникает двойная модуляция АМ — ЧМ. Из рис. 4. 13 следует, что сначала сообщением модулируется по амплитуде первый переносчик, который называется поднесущей (рис. 4.13, *б*). Для наглядности частота переносчика взята соизмеримой с частотой сообщения. Далее амплитудно-модулированный сигнал (рис. 4. 13, *в*) модулирует второй переносчик, или несущую (рис. 4.13, *г*), в результате чего возникает сигнал, модулированный по частоте (рис. 4. 13, *д*). Иногда применяют модуляцию ЧМ — АМ, при которой помехоустойчивость обеспечивается ЧМ, а экономия полосы частот — АМ. При этом первая поднесущая (рис. 4. 13, *б*) модулируется сообщением (рис. 4. 13, *а*) по частоте (рис. 4. 13, *е*), а затем частотно-модулированный сигнал модулирует новую несущую (второй переносчик) по амплитуде (рис. 4. 13, *ж*). На рис. 4. 13, *ж* пунктирная огибающая повторяет частотно-модулированный сигнал, изображенный на рис. 4. 13, *е*. По такому же принципу образуется и двойная модуляция ЧМ — ЧМ.

§ 4.2. Импульсные методы модуляции

Серия импульсов характеризуется рядом параметров: амплитудой, длительностью, положением во времени, числом импульсов и т. д.

Используя серию импульсов в качестве переносчика, каждый из этих параметров можно изменять под воздействием сообщения, тем самым

Рис. 4.13. Методы двукратных непрерывных модуляций:
а — передаваемое сообщение; *б* — первый переносчик (поднесущая); *в* — АМ-сигнал; *г* — второй переносчик (несущая); *д* — АМ — ЧМ-сигнал; *е* — ЧМ-сигнал; *ж* — ЧМ — АМ-сигнал



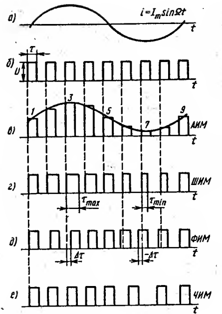
осуществляя так называемую импульсную модуляцию. Так как такой переносчик имеет много параметров, то и число импульсных методов модуляции достаточно велико. Это означает, что серия импульсов, будучи использована в качестве переносчика, позволяет образовывать множество различных дискретных сигналов для передачи непрерывных сообщений.

Амплитудно-импульсная модуляция (АИМ). На рис. 4.14, *а* представлено передаваемое сообщение, а на рис. 4.14, *б* — его переносчик — серия прямоугольных импульсов. Под воздействием мгновенных значений сообщения (тока или напряжения) амплитуда импульсов переносчика изменяется, как показано на рис. 4.14, *в*. Можно записать

$$U_{м}=U(1+m_{А}\sin\Omega t), \qquad (4.23)$$

где $U_{м}$ — амплитуда модулированных импульсов; U — амплитуда немодулированных импульсов; $m_{А}$ — глубина модуляции при АИМ; Ω — угловая частота сообщения.

Импульсы, модулированные по амплитуде, обладают спектром, отличающимся от немодулированной последовательности тем, что вокруг каждой составляющей спектра немодулированной последовательности появляются боковые частоты $f_{к}\pm f_{сообщ}$ (рис. 4.15). Однако ширина полосы ΔF и в этом случае определяется практически длительностью импульсов и слабо зависит от модулирующей частоты, т. е. $\Delta F=\mu/\tau$. Из-за плохой помехоустойчивости и погрешностей, возникающих при изменении коэффициента передачи линии связи, АИМ применяется в ТИ только как промежуточный вид модуляции, например, в системе АИМ — ЧМ.



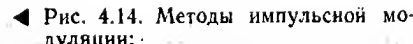
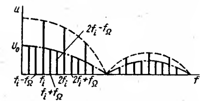


Рис. 4.14. Методы импульсной модуляции:

а — передаваемое сообщение; *б* — переносчик сообщения; *в* — амплитудно-импульсная модуляция (АИМ); *г* — широтно-импульсная модуляция (ШИМ); *д* — фазоимпульсная модуляция (ФИМ); *е* — частотно-импульсная модуляция (ЧИМ)

Рис. 4.15. Спектр частот при амплитудно-импульсной модуляции



Широтно-импульсная модуляция (ШИМ). На рис. 4.14, *г* показано, что под действием мгновенных значений сообщения изменяется длительность или ширина импульсов переносчика, расширяясь при увеличении мгновенного значения сообщения и суживаясь при его уменьшении (за счет положения заднего фронта импульса). Частота и амплитуда импульсов при ШИМ не изменяются. Помехоустойчивость ШИМ значительно выше помехоустойчивости АИМ, поэтому ШИМ нашла широкое применение в телеизмерении. При ШИМ необходимо выбирать полосу частот по наиболее короткому импульсу $\Delta F = 1/\tau_{min}$. Спектр частот ШИМ аналогичен спектру АИМ с той лишь разницей, что при ШИМ вокруг каждой гармоники имеется не две (как на рис. 4.15), а несколько пар боковых частот.

Используются и другие разновидности ШИМ, когда изменяется положение переднего фронта импульсов при неизменном положении заднего фронта или изменяются положения обоих фронтов.

Фазоимпульсная модуляция (ФИМ). ШИМ и ФИМ объединяются общим понятием времяимпульсной модуляции (ВИМ). На рис. 4.14, *д* показано, как изменяется положение импульса в зависимости от мгновенного сообщения: импульс сдвигается вправо на Δt при увеличении мгновенного значения и влево на $-\Delta t$ при его уменьшении. При синусоидальной форме сообщения сдвиг, или девиация, импульса

$$\Delta t = \Delta t_{max} \sin \Omega t. \qquad (4.24)$$

Полоса частот при ВИМ определяется длительностью импульса, которая в процессе модуляции не изменяется.

Частотно-импульсная модуляция (ЧИМ). Из рис. 4.14, *е* следует, что при увеличении мгновенного значения сообщения частота импульсов возрастает, а при уменьшении — снижается. Таким образом осуществляется модуляция по частоте импульсов, при которой длительность импульсов остается постоянной, изменяется лишь интервал между ними. Ширина полосы частот определяется длительностью импульса.

Кодоимпульсная модуляция (КИМ). При осуществлении этой модуляции сообщение квантуется по уровню и по времени, а затем каждый дискретный уровень передается с помощью кода в дискретные моменты времени. Если, например, квантованная ступенчатая функция $\lambda'(t)$, представленная на рис. 2. 4,*а*, передается обычным двоичным кодом, то ступенька, соответствующая уровню *3*, передается комбинацией 0011 в момент времени t_0, вторая ступенька, соответствующая уровню *2*, — комбинацией 0010 в момент времени t_1. В моменты времени t_2, t_3 и t_4 будет передана та же комбинация 0010. Уровень *4* в точке *д* передается комбинацией 0100 и т. д. (см. рис. 2. 4,*в*).

Как и в других импульсных модуляциях, полоса частот в КИМ определяется длительностью импульса. Кодоимпульсная модуляция нашла широкое применение в телеизмерениях.

Дельта-модуляция (Δ-модуляция). Об этой модуляции говорилось при рассмотрении дифференциального квантования (см. рис. 2.4, *б, г*), где было показано, что в каждый момент времени передается или отрицательный, или положительный импульс, соответствующий тому или иному знаку приращения. Таким образом, при любом числе уровней квантования осуществляется передача лишь двух дискретных сигналов, которыми передается только знак приращения функции. Из этого следует существенное преимущество Δ-модуляции — возможность получения большего быстродействия передачи, что особенно важно в телеизмерениях. Действительно, при КИМ каждое значение измеряемой величины передается многоразрядным кодом, а при Δ-модуляции — лишь одним импульсом, т. е. скорость передачи увеличивается в *n* раз, где *n* — число разрядов кода. Существенный недостаток Δ-модуляции заключается в накоплении ошибки с течением времени. Так, если в момент времени t_7 на приеме вместо положительного импульса будет принят отрицательный, то это сместит значение функции на два уровня вниз. В дальнейшем, несмотря на правильность последующей передачи, эта ошибка будет существовать (пунктир на рис. 2. 4, *б*) до тех пор, пока она не будет скомпенсирована ошибкой противоположного знака. Кроме того, Δ-модуляция имеет недостатки, связанные как с квантованием по времени и по уровню, так и с трудностями, обусловленными выполнением дифференциального квантования.

Разностно-дискретная модуляция (РДМ). Реализация РДМ показана на рис. 2. 2, *в*. При переходе на более высокий уровень передается сигнал о единичном скачке вверх, а при переходе на более низкий уровень — сигнал о скачке вниз. Если сообщение не изменяет значения, сигнал отсутствует; на рис. 2.2, *в* показано, что между импульсами *1* и *2*, а также *9* и *10* сигнала нет. Разница между Δ-модуляцией и РДМ (см. рис. 2.2, *б*) заключается в следующем: 1) при РДМ используется обычное квантование по уровню, а при Δ-модуляции — более сложное дифференциальное квантование; 2) если при Δ-модуляции сигналы передаются периодически через

равные промежутки времени Δt, то при РДМ — только в моменты изменения значения сообщения (при переходе с одного дискретного уровня на другой). Таким образом, при медленно изменяющихся сообщениях РДМ-сигналы будут передаваться редко (в отличие от Δ-модуляции, где они должны следовать через шаг квантования Δt), что позволяет увеличить энергию одного сигнала при заданной средней мощности и тем самым повысить помехоустойчивость передачи. Преимущество РДМ состоит также в том, что ее применение для многоканальной системы телеизмерения позволяет увеличить быстродействие всей системы по сравнению, например, с такой же многоканальной кодоимпульсной системой. Это объясняется тем, что передача показаний каждого телеизмерения осуществляется не кодовой комбинацией, а одним импульсом, на что тратится меньше времени.

Недостатком РДМ, так же как и Δ-модуляции, является возможность накопления ошибки. Этот недостаток настолько существен, что РДМ приходится применять в комбинации с КИМ. Так, в системе ЦНИИКА данные о величинах, подлежащих передаче, один раз в 20 с передаются методом КИМ, а в промежутки между этими посылками — как сигналы РДМ.

Лямбда-дельта модуляция (λ-Δ-модуляция). Этот вид модуляции вначале был предложен как λ-Δ-преобразование [39]. Сначала непрерывная функция $\lambda(t)$ квантуется по уровню и по времени. Возможный результат такого квантования представлен на рис. 4.16,*а*. Далее квантованная ступенчатая функция передается таким образом: значение функции $\lambda'(t)$ в первом интервале передается положительным импульсом с уровнем *1* в течение времени Δt (рис. 4.16,*б*). Сообщение о том, что до точки *а* квантованная функция не изменяется (рис. 4.16,*а*), передается дополнительным импульсом с отрицательным уровнем — 1. Переход функции на уровень *3* (в точке *а*) передается импульсом, амплитуда которого равна уровню *3*.

Отсутствие изменения функции до точки *б* вновь передается уровнем —1. Таким образом, передача осуществляется только в моменты изменения состояния функции. Такая передача особенно эффективна в случае, если сообщения мало изменяются во времени. При этом вместо отрицательного уровня вообще ничего не передается и канал связи оказывается большую часть времени свободным. В отличие от Δ-модуляции (см. рис. 2.4, *в*) здесь передается не приращение функции, а полное новое значение, что устраняет возможность накопления ошибки.

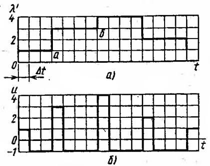


Рис. 4.16. λ-Δ-модуляция:
а — функция после квантования по уровню и по времени; *б* — передача квантованной функции методом λ-Δ-модуляции

Многократные методы модуляции. Сообщение может быть передано сложным сигналом, образованным несколькими поочередными модуляциями. Обычно такой сигнал является результатом двукратной модуляции: 1) импульсной, в которой модулируется последовательность импульсов, или импульсная

поднесущая (первый переносчик); 2) непрерывной, в которой модулируется несущая (второй переносчик).

При трехкратных модуляциях первая модуляция импульсная, вторая и третья — непрерывные. Иногда применяют двойную модуляцию импульсной поднесущей: сначала осуществляют АИМ, которая затем преобразуется в ВИМ или ШИМ, а затем производят непрерывную модуляцию несущей. В результате возникает модуляция АИМ — ВИМ — АМ, АИМ — ШИМ — ЧМ и т. п.

На рис. 4.17 представлены различные варианты двукратных методов модуляции. В качестве АИМ взят пример, соответствующий рис. 4.14,*в*.

Промодулированная по амплитуде последовательность импульсов (для модуляции на рис. 4.17 взяты только нечетные импульсы рис. 4.14,*в*) в свою очередь модулирует высокочастотную несущую, например такую же, как на рис. 4.1,*б*. В результате возникает сигнал в виде радиоимпульсов, как на рис. 4.17,*а*. При ШИМ — АМ (рис. 4.17,*б*) импульсы, представленные на рис. 4.14,*г*, наполняются высокой частотой, в результате чего возникают радиоимпульсы одинаковой амплитуды и частоты, но разной длительности.

Если вторичная модуляция частотная, то амплитуда сигналов одинакова, но частота заполнения разная. Так, при АИМ — ЧМ импульсу *1* на рис. 4.14,*в* соответствует радиоимпульс частоты f_1 на рис. 4.17,*в*, а импульсу большей амплитуды (*3* на рис. 4.14,*в*) — радиоимпульс большей частоты (f_2 на рис. 4.17,*в*). Импульс наименьшей амплитуды (*7* на рис. 4.14,*в*) наполняется самой низкой частотой f_3. Интервалы времени между импуль-

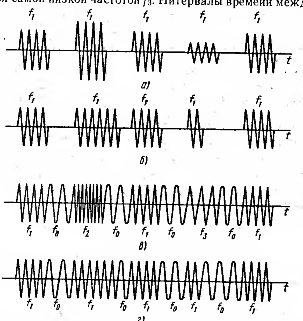


Рис. 4.17. Двукратные методы модуляции:
а — АИМ — АМ; *б* — ШИМ — АМ; *в* — АИМ — ЧМ; *г* — ШИМ — ЧМ

сами заполняются одной и той же частотой f_0, которая является немодулированной несущей. Двукратная модуляция ШИМ — ЧМ отличается от ШИМ — АМ лишь тем, что интервалы между импульсами заполняются частотой несущей (рис. 4.17,*г*).

По указанному принципу может быть получен любой другой вариант двукратных модуляций. Правило их построения очевидно: сначала сообщение модулирует импульсную поднесущую (последовательность видеоимпульсов), которая, превращаясь в сигнал, модулирует высокочастотную несущую.

Для осуществления трехкратной модуляции сообщение сначала модулируется одним из видов импульсной модуляции (см. рис. 4.14). Далее полученный сигнал модулирует первую непрерывную поднесущую, как на рис. 4.17. Новый сигнал в свою очередь модулирует несущую, как на рис. 4.13.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение модуляции и объясните ее назначение.
2. Осуществите АМ и ЧМ функцией, представленной на рис. 2.2, *г*.
3. Чему равны полосы частот при АМдбп и АМобп, если сообщение передается в полосе 200—300 Гц?
4. Приведите примеры модуляторов для АМдбп.
5. Приведите примеры демодуляторов для АМдбп и АМобп.
6. Укажите преимущества и недостатки АМдбп и АМобп.
7. Чему равна $\Delta F_{ч}$, если $F_{\Omega}=100$ Гц, а $F_{дев}=500$ Гц?
8. Укажите методы осуществления частотной модуляции.
9. Опишите работу частотного дискриминатора.
10. Сравните АМ и ЧМ.
11. Укажите на различие в осуществлении фазовой и фазоразностной манипуляций.
12. Осуществите двукратную модуляцию АМ — ЧМ функцией, приведенной на рис. 4.4,*г*.
13. Осуществите АИМ, ШИМ, ФИМ и ЧИМ функцией на рис. 4.4, *а*.
14. Осуществите КИМ и λ-Δ-модуляцию функцией, представленной на рис. 2.2, *г*.
15. Осуществите РДМ и Δ-модуляцию функцией на рис. 2.2, *г*.
16. Осуществите АИМ — ЧМ функцией на рис.2.2,*г*.
17. Дайте пример трехкратной модуляции АИМ — АМ — ЧМ.

Глава 5. Достоверность передачи телемеханической информации

В предыдущих главах излагались методы образования сигналов — дискретных и непрерывных, рассматривались способы их передачи по линиям связи. Здесь будет показано, какие существуют помехи и искажения сигналов при передаче их по линиям и каналам связи, и указаны методы борьбы с помехами, позволяющие осуществить передачу информации достоверной.

§ 5.1. Основные понятия

Достоверностью называется степень соответствия принятой информации переданной. Оценкой достоверности служит вероятность правильного приема, равная отношению числа правильно принятых символов сообщения (знаков, цифр, элементов) к общему числу переданных символов при достаточно большом числе передаваемых сообщений. Обычно такое отношение подсчитывают за определенный промежуток времени. Иногда пользуются понятием потери достоверности, которую оценивают частостью ошибок:

$$h_{ош} = n_{ош}/n_{общ}, \qquad (5.1)$$

где $n_{ош}$ — число неправильно принятых символов сообщения; $n_{общ}$ — общее число переданных символов сообщения.

Несоответствие между принятой и переданной информацией может быть вызвано искажениями, возникающими вследствие:

1) несовершенства методов преобразования передаваемого сообщения в сигнал и технической их реализации;

2) несовершенства методов передачи и приема сигналов и технической их реализации;

3) несовершенства методов преобразования принимаемого сигнала в сообщение и технической их реализации;

4) особенностей распространения сигнала по линии связи;

5) недостаточной помехозащищенности сигнала.

Все эти причины приводят к трем видам искажений передаваемых сигналов: линейным, нелинейным и случайным. Рассмотрим эти искажения.

Линейные искажения — искажения сигнала, не сопровождающиеся появлением частотных составляющих в его спектре. Линейные искажения подразделяют на частотные (амплитудно-частотные) и фазовые.

Частотные искажения вызываются неравномерным воспроизведением амплитуд отдельных гармонических составляющих сигнала при его прохождении через электрическую цепь. Они возникают из-за наличия в цепях сосредоточенных и распределенных реактивностей, общее сопротивление которых зависит от частоты. Так, электромагнитная энергия высоких частот при распространении по линии связи затухает больше, чем электромагнитная энергия низких частот.

На рис. 5.1,*а* показано воспроизведение импульса прямоугольной формы тремя гармониками (1, 3 и 5-й) и постоянной составляющей. Амплитудно-частотные искажения изменяют амплитуду импульса и несколько искажают его форму (рис. 5.1,*б*).

Фазовые искажения вызываются неодинаковым относительным сдвигом во времени отдельных гармонических составляющих сигнала при его прохождении через электрическую цепь. Причина их возникновения — конечная скорость распространения энергии по линии передачи. Неравномерно также затухание составляющих спектра сигнала.

Следствием этого являются сдвиг начала импульса и искажение его формы (рис. 5.1,*в*). А так как приемное устройство срабатывает при каком-то пороговом значении $U_п$, меньшем амплитуды импульса, то след-

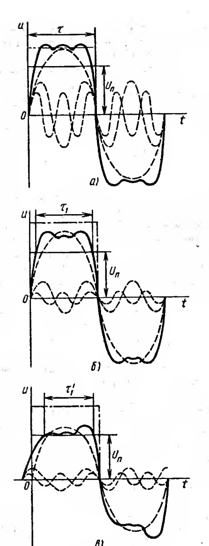


Рис. 5.1. Передача импульса прямоугольной формы:
а — без искажений; б — с амплитудными искажениями; в — с амплитудными и фазовыми искажениями

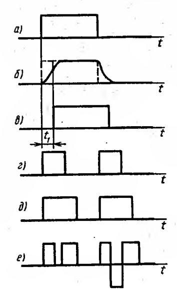


Рис. 5.2. Виды искажений импульсов:
а — передаваемый импульс; б, в — краевые искажения; г, д — искажения преобладания; е — дробление импульсов

ствием линейных искажений является также уменьшение длительности импульса (τ не равно τ_1 и τ_1').

К линейным искажениям следует отнести и искажения из-за о г р а н и ч е н и я п о л о с ы п р о п у с к а н и я (см. гл. 1).

Нелинейные искажения — искажения сигнала, сопровождающиеся появлением в его спектре новых гармонических составляющих. Они возникают из-за наличия нелинейных сопротивлений в аппаратуре телемеханики и связи (см. гл. 4). Эти искажения также изменяют форму сигнала.

Случайные искажения вызываются помехами в канале и аппаратуре связи. Помехи могут вызвать подавление сигнала или создавать ложный сигнал.

В результате искажений, если сигнал окажется не полностью подавленным, может возникнуть изменение его длительности, формы либо амплитуды или фазы (месторасположения). В видеоимпульсах изменения приводят к так называемым краевым искажениям и дроблениям.

Краевые искажения выражаются в искажении формы импульса, что приводит к изменению его месторасположения. Переданный импульс (рис. 5.2,*а*), будучи искажен при передаче (рис. 5.2,*б*), восстанавливается по форме на приеме, например путем подачи его на триггер. Однако после восстановления остается сдвиг переднего фронта импульса (края, отсюда название «краевые искажения») на t_1 (рис. 5.2,*в*).

Краевые искажения подразделяются на искажения преобладания, характеристические и смещения фронтов импульсов.

Искажения преобладания — вид искажений, при которых импульсы одной полярности удлиняются за счет укорочения импульсов другой полярности. Если передаются импульсы и паузы (рис. 5.2,*г*), то преобладания выражаются в том, что импульсы имеют большую (или меньшую) длительность по сравнению с паузой (рис. 5.2,*д*).

Характеристические искажения проявляются в виде выбросов, обусловленных характером переходного процесса, искажений формы импульсов и смещений их фронтов под воздействием переходного процесса от предыдущей посылки, который не успевает закончиться. Характеристические искажения зависят от длительности импульсов, характера их последовательности (отсюда название «характеристические»), а также формы амплитудно-частотной и фазовой характеристик канала связи.

Смещения фронтов импульсов, возникающие под воздействием случайных помех, аналогичны краевым искажениям.

Кроме краевых имеются и другие искажения видео- и радиоимпульсов.

Дробления выражаются в дроблении импульса и изменении его полярности как на части, так и на всей длительности импульса. На рис. 5.2, *е* приведен один из возможных вариантов дробления импульсов, представленных на рис. 5.2,*д*.

Искажения по соседнему каналу (переходные искажения), вызываемые влиянием смежных каналов, обусловливаются тем, что реальные фильтры в отличие от идеальных не обладают характеристиками, позволяющими полностью отфильтровывать одну полосу частот от другой. Поэтому сигналы, передаваемые по одному вполне определенному каналу, могут попасть в соседние каналы.

Перекрестные искажения возникают при одновременной передаче информации от многих источников в различных частотных диапазонах вследствие нелинейности ряда общих для всех каналов элементов и узлов устройства (усилители, демодуляторы и т. п.).

Методы повышения достоверности передачи информации, связанные с повышением ее помехозащищенности (помехоустойчивости), являются основной темой этой главы. Эти методы можно классифицировать следующим образом.

1. Передача без обратной связи (ПБОС). При этом информация передается только в одном направлении. Передача может осуществляться любыми кодами, хотя помехозащищенные коды предпочтительнее. Для повышения помехозащищенности часто используют также метод повторной передачи информации.

2. Передача с обратной связью (ПОС). Для осуществления обратной связи между приемником и передатчиком необходим обратный канал, по которому на передатчик передаются сведения об условиях или результатах приема. В свою очередь, ПОС подразделяют на передачу с: информационной обратной связью (ИОС); решающей обратной связью или с переспросом (РОС); комбинированной (сложной) обратной связью (КОС).

3. Передача дискретными сигналами. В телемеханике широкое применение получили не непрерывные, а дискретные и особенно двоичные сигналы, представляющие собой кодовые комбинации из видео- или радиоимпульсов, модулированные любым методом. Дискретные сигналы лучше противостоят воздействию помех, чем непрерывные. Например, удовлетворительный прием двоичных сигналов возможен, если напряжение сигнала превышает напряжение помех всего в 3—5 раз, тогда как при передаче телефонных разговоров это превышение должно быть в 100—200 раз. Это объясняется тем, что приемники дискретных сигналов должны различать только два значения сигнала («+» от «—» при АМ, f_1 от f_2 при ЧМ и 0 от 180° при ОФМ). Прохождение двоичных сигналов нарушается лишь при кратковременных обрывах (перерывах передачи) и сильных импульсных помехах, если их амплитуда превышает треть амплитуды сигнала, а длительность — половину элементарного сигнала [8].

Таким образом, высокая помехоустойчивость является причиной того, что дискретные сигналы все больше начинают применяться в телемеханике.

§ 5.2. Помехи

Помехи — случайные воздействия, искажающие передаваемый сигнал. Если помеха не случайная, а регулярная (например, передача радиостанции), то от нее можно избавиться с помощью соответствующих фильтров.

Типы помех. Воздействие помехи на сигнал может быть двояким. Если помеха $\xi(t)$ складывается с сигналом $s(t)$ и на вход приемника действует их сумма

$$x(t)=\xi(t)+s(t), \tag{5.2}$$

то такую помеху называют аддитивной. Если результирующий сигнал равен произведению помехи и передаваемого сигнала

$$x(t)=\xi(t)s(t), \tag{5.3}$$

то помеху называют мультипликативной.

Мультипликативные помехи вызываются рядом причин, основными из которых являются изменение характеристик линий связи, коэффициентов усиления схем при колебаниях напряжений питания, замирания сигналов в радиосвязи. Поскольку подавляющее большинство сообщений в промышленной телемеханике передается по проводным линиям связи,

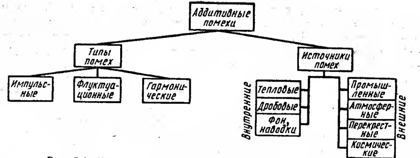


Рис. 5.3. Классификация аддитивных помех и их источников

которые являются линейными электрическими цепями, при воздействии помех на эти цепи мультипликативные помехи не возникают. Воздействие помех на передаваемый сигнал имеет аддитивный характер. Поэтому в дальнейшем будем рассматривать только аддитивные помехи. Их классификация представлена на рис. 5.3.

По форме аддитивные помехи можно разделить на сосредоточенные во времени, или импульсные, флуктуационные, или гладкие, и гармонические, или сосредоточенные по частоте (рис. 5.4, *в*).

Характерной особенностью импульсных помех (рис. 5.4, *а*) является отсутствие наложений в приемном устройстве переходных процессов от отдельных импульсов. Импульсные помехи следуют друг за другом относительно редко, т. е. через такие промежутки времени, при которых нестационарные процессы в приемнике от одной импульсной помехи успевают закончиться до появления следующей импульсной помехи. В общем случае импульсные помехи представляют собой последовательность импульсов со случайными амплитудой, длительностью и моментами появления отдельных импульсов.

Флуктуационные помехи (иногда их называют гладкими помехами или шумами) (рис. 5.4, *б*) имеют вид непрерывного случайно изменяющегося колебания. Их важнейшими характеристиками являются мощность помех, закон распределения амплитуд, вид энергетического спектра или функции корреляции. Наиболее часто встречаются помехи, амплитуда которых подчинена закону нормального распределения. У них вероятность того, что амплитуда выброса превысит утроенное значение эффективного напряжения, мала. Флуктуационные помехи не имеют постоянной составляющей.

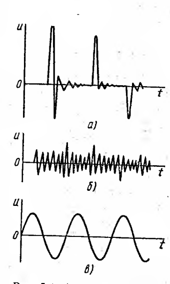


Рис. 5.4. Аддитивные помехи: *а* — импульсные; *б* — флуктуационные; *в* — гармонические

При равномерном по частоте спектре помех в линии связи эффективное напряжение

флуктуационных помех на выходе приемного устройства пропорционально корню квадратному полосы пропускания устройств $\sqrt{\Delta F}$, а мощность — полосе пропускания. При импульсных помехах мощность и амплитуда помехи пропорциональны полосе пропускания. Таким образом, при уменьшении в четыре раза эффективное напряжение флуктуационных помех ΔF уменьшается в два раза, а импульсных — в четыре раза. При этом мощность флуктуационных и импульсных помех уменьшается одинаково, т. е. в четыре раза.

Следует отметить, что на характер помех на выходе приемного устройства существенное влияние оказывает полоса пропускания приемника. При одних и тех же помехах в линии связи на выходе узкополосного приемника помехи могут иметь флуктуационный характер, а широкополосного — импульсный.

Энергетический спектр помехи характеризует распределение ее по мощности в диапазоне частот. Так, помехи типа «белый шум» обладают равномерным спектром, спектральная плотность которого не зависит от частоты в пределах полосы частот канала. При равномерном энергетическом спектре вводят понятие удельной мощности помехи, отнесенной к полосе в 1 Гц.

Источники помех. Источниками помех являются внешние воздействия и внутренние шумы, возникающие в цепях и аппаратуре (см. рис. 5.3).

К внутренним шумам относятся тепловые шумы, возникающие из-за беспорядочного движения свободных электронов в проводах и резисторах и шумы, обусловленные дробовым эффектом в электронных лампах и полупроводниковых приборах. В результате дробового эффекта ток не является постоянным и флуктуирует относительно среднего значения.

Внутренние шумы существуют всегда и являются источниками флуктуационных помех, которые поэтому принципиально неустранимы [6]; нужно лишь как-то ограничивать их. Флуктуационные помехи также создаются в местах соединения отдельных участков цепи за счет термоэффекта и гальванического взаимодействия.

Наибольшее влияние на канал связи оказывают внешние помехи, главнейшими из которых являются промышленные (искусственные) и атмосферные (естественные) помехи. Промышленные помехи создаются различными устройствами: электрическим транспортом, электросваркой, системами зажигания автомобилей, медицинским электрооборудованием и др. Основной причиной этих помех является искрообразование, связанное с резким прерыванием тока в электрических цепях в процессе их коммутации. Помехи создаются также линиями электропередачи, которые при отсутствии экранирования являются своего рода антеннами. Промышленные помехи могут носить флуктуационный или импульсный характер; они проникают в телемеханические устройства через антенну, цепи питания, емкостные и индуктивные связи. На воздушные линии связи помехи наводятся от линий высокого напряжения. Источниками помех являются и устройства заземления металлических оболочек кабелей, напряжение в которых возникает от блуждающих токов заземления, когда используется «земля» в качестве обратного провода.

Атмосферные помехи обусловлены перемещением электрических зарядов в атмосфере. Молнии создают токовые разряды в десятки тысяч ампер, и помехи от них носят импульсный характер. Однако, если количество грозовых разрядов в единицу времени велико и приемное устройство реагирует на достаточно дальние разряды, помехи на выходе узкополосного приемника могут иметь флуктуационный характер.

Основная энергия промышленных и атмосферных помех заключена в низкочастотном диапазоне волн. С увеличением частоты уровень этих помех падает

Рассмотренные помехи являются **активными помехами**. Существуют и пассивные помехи, действие которых выражается в относительно медленном изменении коэффициента передачи линии связи (например, замирания при приеме коротких радиоволн). Космические помехи создаются электрическими процессами на Солнце.

Следует отметить еще один тип помех, которые имеются только в многоканальных устройствах телемеханики,— так называемые **перекрестные помехи**. При изменении сигналов в различных каналах многоканальной системы с частотным разделением сигналов из-за неидеальности характеристики фильтров наблюдаются взаимные помехи, вызывающие переходные искажения. Если число каналов достаточно велико, а изменения сигналов в различных каналах независимы, то перекрестные помехи будут по своему характеру приближаться к флуктуационным. Аналогичное взаимное влияние наблюдается и в системах с временным разделением сигналов. В таких системах перекрестные помехи возникают из-за относительно большой длительности переходных процессов. Переходные процессы в электрических цепях приемника от предыдущих сигналов накладываются на последующие сигналы и вызывают их искажение.

Интенсивность и характер помех зависят от типа линии связи, диапазона частот и условий передачи. Сильные помехи наводятся в воздушной линии связи, которая, как антенна, улавливает помехи, создаваемые грозовыми разрядами, промышленными установками, радиостанциями, высоковольтными линиями электропередачи и т. п.

Такого же рода помехи и от тех же источников могут быть при передаче по радиотракту. Кроме того, здесь возникают искажения сигнала от затухания радиоволн и многократных отражений сигналов. При передаче на волнах сантиметрового диапазона имеют значения помехи космического происхождения и внутренние шумы приемного устройства. Кабельные линии связи хорошо экранированы, и на них наводки практически не возникают.

Каналы связи и их модели. Во введении было дано определение канала связи, являющегося составной частью канала передачи информации и рассмотренного в § 1.1 (см. рис. 1.1).

Под моделью канала связи понимают полное описание канала, позволяющее рассчитать или оценить его характеристики, на основании которых можно исследовать различные способы построения системы связи без непосредственных экспериментальных испытаний.

Моделью непрерывного канала обычно является гауссов канал. Помеха в нем аддитивна и представляет собой эргодический нормальный процесс [см. уравнение (5.14)] с нулевым математическим ожиданием (без постоянной составляющей). Гауссов канал достаточно хорошо отображает лишь канал с флуктуационной помехой. При мультипликативных помехах используют модель канала с релеевским распределением. При импульсных помехах применяют канал с гипергеометрическим распределением. Что касается моделей дискретных каналов, то для симметричных ошибок они совпадают с моделями источника ошибок.

О распределении помех в канале связи. При расчетах помехоустойчивости элементарного сигнала кодовой комбинации обычно исходят из предположения независимости ошибок, возникающих от помех, т. е. из того, что одна ошибка не влияет на возникновение другой. Кроме того, считают, что распределение ошибок во времени равномерное. Однако статистические данные, полученные при исследовании помех в каналах связи при передаче двоичных сигналов, показали, что ошибки от помех распределены во времени неравномерно: в одни отрезки времени ошибки возникают чаще, в другие — реже. Иными словами, ошибки как бы группируются во времени, т. е. возникают пакеты (пачки) ошибок.

Метод конструирования систем, использующих тот или иной вид передачи информации, в значительной степени зависит от типа помех в канале связи. Помехи могут вызвать две категории ошибок:

независимые некоррелированные ошибки, когда отдельные ошибки в передаваемых кодовых комбинациях статически независимы и не влияют друг на друга;

зависимые коррелированные ошибки, при которых вероятность появления ошибки в последующих символах зависит от ошибок в предыдущих символах.

§ 5.3. Помехоустойчивость элементарного сигнала

Помехоустойчивостью называют способность системы правильно принимать информацию, несмотря на воздействие помех. Далее будет рассмотрена помехоустойчивость элементарного сигнала при флуктуационных и импульсных помехах.

Помехоустойчивость элементарного сигнала при флуктуационных помехах разработана В. А. Котельниковым и развита рядом других ученых.

Под элементарным сигналом понимают любой сигнал, который может принимать значения $A_1(t)$, что соответствует символу 1, или $A_2(t)$, что соответствует символу 0. Таким элементарным сигналом может быть видео- или радиоимпульс.

Трансформация сигналов. Трансформация телемеханического сообщения — необнаруженное изменение телемеханического сообщения, возникшее в процессе передачи под воздействием помех и приводящее к приему ложного сигнала (ГОСТ 26.005—82). Элементарный сигнал может передавать дискретные сообщения типа команд. Во многих промышленных устройствах ТУ — ТС передача одного видео- или радиоимпульса означает передачу одной команды или одного сигнала телесигнализации. Если команда, соответствующая сигналу 1, подавлена помехой, то это означает, что сигнал 1 трансформировался (перешел) в сигнал 0. Вероятность подавления команды или сигнала телесигнализации обозначают $P_п$ или P_{10} (вероятность трансформации 1 в 0). Вероятность ложной команды или ложного сигнала телесигнализации возможна, если помеха возникает при отсутствии сигнала, т. е. когда посланный сигнал 0 трансформируется в сигнал 1 (P_{01}).

Таким образом, при передаче элементарного сигнала 1 или 0 возможны два результата передачи:

а) правильная передача: при этом 1 переходит в 1, т. е. $1 \rightarrow 1$, а 0 — в 0, т. е. $0 \rightarrow 0$. Обозначим $P(1 \rightarrow 1) = P_{11}$ и $P(0 \rightarrow 0) = P_{00}$;

б) неправильная передача: при этом 1 переходит в 0, т. е. $1 \rightarrow 0$, а 0 — в 1, т. е. $0 \rightarrow 1$. Обозначим $P(1 \rightarrow 0) = P_{10}$ и $P(0 \rightarrow 1) = P_{01}$.

Вероятность правильной и неправильной передач 1 и соответственно 0 определяют в соответствии с теоремой о полной группе событий:

$$P_{11} + P_{10} = 1, \tag{5.4}$$

$$P_{00} + P_{01} = 1. \tag{5.5}$$

Помехоустойчивость передачи элементарного сигнала при флуктуационных помехах. Наиболее высокой помехоустойчивостью обладает идеальный приемник Котельникова, который обеспечивает при данном способе передачи наилучшую помехоустойчивость, называемую потенциальной.

Потенциальная помехоустойчивость — предельно допустимая помехоустойчивость, которая может быть обеспечена идеальным приемником. Теория потенциальной помехоустойчивости развита для флуктуационных помех. Идея построения идеального приемника заключается в следующем. Зная, какие сигналы должны быть переданы [например, $A_1(t)$ и $A_2(t)$] и имея их образцы, создаваемые генераторами (рис. 5.5), сравнивают полученные сигналы по очереди с этими образцами и, вычисляя энергию разности принятого сигнала и образца (величины I_1 и I_2), относят принятый сигнал к сигналу, для которого эта разность минимальна. Например, передаются два сигнала одинаковой длительности, но первый с большей, а второй с меньшей амплитудой. У идеального приемника тоже есть два таких сигнала, однако неизвестно, какой сигнал послан. Пришедший сигнал искажен помехами, но после сравнения, если окажется, что он ближе подходит к большому сигналу, считают, что был послан именно первый сигнал.

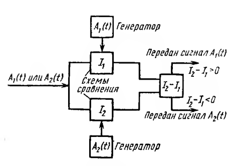


Рис. 5.5. Принцип построения идеального приемника Котельникова

Это сравнение сигналов заключается в определении энергии разности между принятым сигналом $x(t)$ и каждым из образцов передаваемых сигналов. Если, например, переданы сигналы $A_1(t)$ и $A_2(t)$ длительностью τ каждый, то на приемной стороне необходимо вычислить интегралы:

$$I_1=\int_0^\tau [x(t)-A_1(t)]^2dt, \tag{5.6}$$

$$I_2=\int_0^\tau [x(t)-A_2(t)]^2dt. \tag{5.7}$$

Сигналы $A_1(t)$ и $A_2(t)$ должны быть заранее известны на приемной стороне. Считают, что был передан тот сигнал, для которого значение I_i минимально. Аналогично, если $I_2-I_1>0$, то считают принятым сигнал A_1, если $I_2-I_1<0$, то сигнал A_2. В тех случаях, когда опасность принять сигнал A_1 вместо A_2 и наоборот неодинакова, идеальный приемник должен сравнивать разность I_2-I_1 не с нулем, а с некоторой величиной β. Если $I_2-I_1>\beta$, то считают принятым сигнал A_2, если $I_2-I_1<\beta$, то сигнал A_1. Изменением значения величины β можно регулировать соотношение вероятностей превращения одного сигнала в другой.

Вследствие того что параметры помехи зависят от полосы пропускания приемника, вводят понятие удельной помехи

$$\sigma_0=U_{\text{п.ск}}/\sqrt{\Delta F}, \tag{5.8}$$

где $U_{\text{п. ск}}$ — среднеквадратичное значение напряжения помехи.

При этом величина, характеризующая потенциальную помехоустойчивость, равна отношению энергии сигнала к значению удельной помехи:

$$\alpha_0 = \frac{1}{\sigma_0} \sqrt{\int_0^{\tau} [A_1(t) - A_2(t)]^2 dt}. \tag{5.9}$$

Помехоустойчивость идеального приемника рассчитывают по формулам Котельникова:

$$P_{10} = V(\alpha_0 \sqrt{2} - \beta), \tag{5.10}$$

$$P_{01} = V(\beta), \tag{5.11}$$

где $\beta = U_{пор}/U_{п.ск}$, а $U_{пор}$ — пороговое значение сигнала, V — символ, обозначающий вероятностный интеграл.

При симметричном канале, когда вероятности подавления команды и образования ложной команды одинаковы, $\beta = \alpha_0/\sqrt{2}$ и

$$P_{ош} = P_{10} = P_{01} = V(\alpha_0/\sqrt{2}). \tag{5.12}$$

Расчет помехоустойчивости реального приемника. Определим вероятности подавления команды P_{10} и образования ложной команды P_{01} при передаче видеоимпульсами и использовании порогового приемника, состоящего из полосового фильтра и порогового устройства (подробнее этот приемник будет рассмотрен далее). Пороговый приемник открывается только при достижении принимаемым сигналом (сумма элементарного сигнала и помехи) определенного значения $U_{пор}$, т. е. в определенные моменты времени на короткий промежуток, меньший длительности сигнала (прием «в точке»).

Как указывалось, мгновенное напряжение флуктуационной помехи является непрерывной случайной величиной, для описания которой используют математическое понятие плотности вероятности. Напомним, что плотностью вероятности случайной величины $U_п$ является функция

$$\Psi(U_п) = \lim_{\Delta U \to 0} \frac{P(U \leqslant U_п \leqslant U + \Delta U)}{\Delta U}, \tag{5.13}$$

где $P(U \leqslant U_п \leqslant U + \Delta U)$ — вероятность того, что мгновенное значение напряжений флуктуационной помехи $U_п$ лежит в пределах от U до $U + \Delta U$ (рис. 5.6).

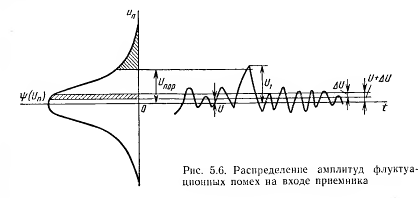


Рис. 5.6. Распределение амплитуд флуктуационных помех на входе приемника

Плотность вероятности напряжения флуктуационных помех описывается законом нормального распределения Гаусса:

$$\Psi(U_п)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}\,U_{п\,ск}}e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{U_п-a}{U_{п\,ск}}\right)^2}, \tag{5.14}$$

где a — среднее значение случайного напряжения помехи (обычно $a=0$); $U_{п.ск}$ — среднеквадратичное значение переменной составляющей этого напряжения; $U_п$ — мгновенное значение помехи.

На рис. 5.6 показано, что более вероятными являются небольшие мгновенные значения помехи и менее вероятными — большие.

Ложный импульс возникнет в случае, если напряжение флуктуационной помехи превысит пороговое напряжение $U_{пор}$, при котором открывается приемник, т. е. $U_п \geqslant U_{пор}$. Это иллюстрируется рис. 5.7, на котором показано, что помеха превысила порог срабатывания и в точке a открыла приемник. Заштрихованная площадь под кривой распределения на рис. 5.6 показывает вероятность ложных срабатываний при заданном значении $U_{пор}$. Очевидно, чем больше $U_{пор}$, тем меньше заштрихованная площадь и значение P_{01}.

Вероятность того, что напряжение помехи превысит напряжение порога,

$$P_{01}=P(U_п>U_{пор})=\int\limits_{U_{пор}}^{\infty}\psi(U_п)\,dU_п=\frac{1}{\sqrt{2\pi}U_{п.\,ск}}\int\limits_{U_{пор}}^{\infty}e^{-1/2(U_п/U_{п.\,ск})^2}\,dU_п. \tag{5.15}$$

Этот интеграл не выражается через элементарные функции и может быть определен по специальным таблицам (см. Приложение II), где приводятся значения вероятностного интеграла

$$V(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int\limits_{x}^{\infty}e^{-z^2/2}dz. \tag{5.16}$$

В нашем случае этот интеграл будет функцией порогового напряжения приемника $U_{пор}$ и напряжения помех $U_{п.\,ск}$:

$$P_{01}=V(U_{пор}/U_{п.\,ск}). \tag{5.17}$$

Подавление импульса произойдет в случае, если суммарное напряжение сигнала $U_с$ и помехи $U_п$ будет меньше $U_{пор}$, т. е. если к сигналу $U_с$, который обычно примерно на 30 % превышает $U_{пор}$, приложится помеха отрицательной полярности, превышающая разность $U_п \geqslant U_с - U_{пор}$. На рис. 5.7 показано, что отрицательная помеха настолько уменьшила сигнал, что амплитуда оставшейся части сигнала (на рисунке заштрихована) не может превысить порог срабатывания.

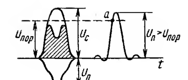


Рис. 5.7. Примеры образования ложной команды и подавления команды

Можно показать, что вероятность подавления сигнала помехой

$$P_{10} = V\left(\frac{U_с}{U_{п.ск}} - \frac{U_{пор}}{U_{п.ск}}\right), \tag{5.18}$$

где $U_с$ — максимальное значение, или амплитуда, сигнала.

Для симметричного канала

$$P_{ош} = P_{10} = P_{01} = V\left(\frac{U_с}{2U_{п.ск}}\right). \tag{5.19}$$

Как отмечалось, значение вероятностного интеграла определяют по таблицам. При расчете P_{01} нижний предел интеграла

$$x = U_{пор}/U_{п.ск}, \tag{5.20}$$

а при расчете P_{10}

$$x = (U_с - U_{пор})/U_{п.ск}. \tag{5.21}$$

Заметим, что если в пороговом приемнике полоса пропускания и частотная характеристика входного фильтра выбраны оптимальными, то помехоустойчивость реального приемника совпадает с потенциальной.

Помехоустойчивость передачи двух дискретных сообщений. Рассмотрим потенциальную помехоустойчивость передачи двух дискретных сообщений с пассивной паузой, т. е. при $A_2=0$ (см. рис. 1.9,*в,г*). Когда импульс отсутствует (на рис. 1.9,*г* он обозначен пунктиром), образующаяся пауза ничем не заполняется (пассивная пауза). Такую передачу можно назвать амплитудной манипуляцией.

Величина, характеризующая потенциальную помехоустойчивость передачи видеоимпульса длительностью τ и с амплитудой $U_с$ при наличии пассивной паузы, равна

$$\alpha_{ов} = U_с\sqrt{\tau}/\sigma_0. \tag{5.22}$$

Отметим, что произведение $U_с^2\tau$ — это энергия видеоимпульса. Аналогично для радиоимпульса с энергией $U_с^2\tau/2$ можно записать

$$a_{ор} = U_с\sqrt{\tau}/(\sigma_0\sqrt{2}). \tag{5.23}$$

Таким образом, заполнение видеоимпульса частотой не повышает его помехоустойчивости, а при той же амплитуде сигнала снижает ее.

Потенциальная помехоустойчивость передачи с пассивной паузой определяется только энергией сигнала и не зависит от его формы. Это означает, что для повышения помехоустойчивости необходимо по возможности увеличивать амплитуду и длительность импульса.

Чем больше амплитуда и длительность импульса, тем больше его энергия и меньше вероятность подавления импульса и образования ложной команды. Увеличение энергии сигнала — наиболее простой и действенный способ повышения помехоустойчивости. Передача команды одним импульсом может обеспечить в принципе такую же помехоустойчивость, как и при передаче кодом, если энергия этого импульса равна энергии всей кодовой группы, однако при передаче кода легче осуществить защиту от ложной команды, правда, ценой повышения возможности подавления импульса кода.

Рассмотрим теперь потенциальную помехоустойчивость передачи двух дискретных сообщений с активной паузой. Активная пауза означает, что если сигнал $A_1(t)$ не посылается, то в линию поступает другой сигнал $A_2(t)$, отличный от нуля. Рассмотрим несколько случаев.

Широтная манипуляция. Передача осуществляется поочередно импульсами различной длительности. В каждом такте передачи посылается импульс длительностью τ_1 или τ_2. Пусть $A_1(t)$ и $A_2(t)$ — видеоимпульсы одинаковой амплитуды U_c. При этом

$$a_o=\frac{1}{\sigma_0}U_c\sqrt{\tau_2-\tau_1}\,. \tag{5.24}$$

Помехоустойчивость такой передачи при постоянной амплитуде импульсов тем выше, чем больше разность $\tau_2-\tau_1$. Из уравнений (5.22) и (5.24) следует, что помехоустойчивость при передаче амплитудной манипуляцией выше, чем при широтной манипуляции (амплитуда и максимальная длительность импульсов в обоих случаях одинаковы).

Полярная манипуляция. Передача осуществляется разнополярными прямоугольными импульсами длительностью τ, т. е. $A_1(t)=-A_2(t)$. Здесь

$$a_0=2U_c\sqrt{\tau}/\sigma_0. \tag{5.25}$$

Из сравнения выражений (5.22) и (5.25) следует, что помехоустойчивость при передаче разнополярными импульсами в два раза выше, чем при амплитудной манипуляции, если в обоих случаях амплитуда и длительность импульсов одинаковы. Однако это повышение помехоустойчивости достигается за счет двукратного увеличения средней мощности сигнала.

Частотная манипуляция. Передача осуществляется радиоимпульсами на разнесенных частотах f_1 и f_2. Помехоустойчивость характеризуется величиной

$$a_0=U_c\sqrt{\tau}/\sigma_0. \tag{5.26}$$

При одинаковом динамическом диапазоне, т. е. $A_в=A_р$ (см. рис. 1.9, *е, ж*), помехоустойчивость такой передачи эквивалентна помехоустойчивости при амплитудной манипуляции видеоимпульса (5.22).

Фазовая манипуляция. Передача осуществляется поочередно радиоимпульсами с одной и той же частотой, но с фазами, отличающимися на 180°. При этом

$$a_{0р}=1{,}41U_c\sqrt{\tau}/\sigma_0. \tag{5.27}$$

Сравнение выражений (5.22) и (5.27) показывает, что введение активной паузы может привести к ухудшению помехоустойчивости (при передаче сообщений импульсами различной длительности) или к ее улучшению (при передаче сообщений разнополярными импульсами или при фазовой манипуляции).

Если сравнивать импульсные методы манипуляции, то окажется, что самой помехоустойчивой является фазовая манипуляция. Это следует как из приведенных соотношений, так и из кривых рис. 5.8. Более высокую помехоустойчивость фазовой манипуляции по сравнению, например, с амплитудной можно объяснить и таким образом. При передаче радиоимпульсами при амплитудной манипуляции символу 1 соответствует колебание $A\cos\omega t$, а символу 0 — отсутствие колебаний. Таким образом, различие между 1 и 0 характеризуется величиной A. При фазовой манипуляции символу 1 соответствует колебание $A\cos\omega t$, а символу 0 — колебание $-A\cos\omega t$, т. е. различие между 0 и 1 в два раза больше, чем при амплитудной манипуляции. Частотная манипуляция и амплитудная манипуляция радиоимпульсами эквивалентны при условии одинаковой средней мощности и равновероятности передачи нуля и единицы.

То обстоятельство, что фазовая манипуляция всегда обеспечивает наибольшую энергию разности между двумя посылками, делает ее помехоустойчивость более высокой, чем помехоустойчивость частотной манипуляции, при которой энергия разности между посылками изменяется в зависимости от соотношения их фаз.

Описанная помехоустойчивость элементарных сигналов предполагает наличие идеального приемника, для реализации которого требуется знание фазы несущей частоты и амплитуды сигнала, а также синхронизация начала приема сигнала. Из этих требований наиболее трудным является необходимость знания амплитуды сигнала, которая изменяется в процессе передачи по линии связи. Поэтому рассмотрим помехоустойчивость реальных приемников элементарных сигналов.

Помехоустойчивость реальных приемников телеуправления. Ранее была рассмотрена потенциальная помехоустойчивость для различных способов передачи при флуктуационных помехах. Помехоустойчивость реальных приемников при их совершенствовании не может превышать идеальной для данного способа передачи, но может быть очень близкой к ней. Далее будут рассмотрены некоторые способы приема сигналов и дана оценка их помехоустойчивости. Приемники можно подразделить на две группы: приемники видеоимпульсов (импульсов постоянного тока) и приемники радиоимпульсов (импульсов с высокочастотным заполнением).

Приемники видеоимпульсов. На рис. 5.9, *а* представлена структурная схема приемника, состоящего из фильтра нижних частот ФНЧ и порогового устройства ПОУ, под которым понимают какое-либо релейное устройство, срабатывающее при достижении сигналом определенного значения (порога). Этот приемник просто реализовать, и в отношении помехоустойчивости он будет близок к идеальному. В таком приемнике видеоимпульсов оптимальной с точки зрения помехоустойчивости является полоса частот $\Delta F_{опт}=0{,}7/\tau$. Это объясняется тем, что помехоустойчивость зависит от соотношения напряжений сигнала $U_с$

и помехи $U_п$. Величина $U_п$ пропорциональна $\sqrt{\Delta F}$, где ΔF — полоса пропускания входного фильтра. Поэтому с точки зрения уменьшения $U_п$ выгодно сузить полосу частот. Однако начиная с некоторого значения ΔF будет падать и напряжение сигнала на выходе фильтра.

Приемники сигналов с амплитудной модуляцией. Структурная схема такого приемника показана на рис. 5.9, *б*. Приемник состоит из полосового фильтра *ПФ*, детектора *Д*, фильтра нижних частот *ФНЧ* и порогового устройства *ПОУ*. Оптимальная полоса высокочастотного входного полосового фильтра с двумя боковыми частотами $\Delta F = 1/\tau$, а фильтра нижних частот $\Delta F = 0{,}7/\tau$, где τ — длительность импульса. В медленно действующих системах телемеханики (при τ порядка единиц и десятков миллисекунд) реализация оптимальной полосы входного фильтра вызывает затруднение. Из-за нестабильности несущей часто приходится значительно расширять полосу входного фильтра, что приводит к существенному ухудшению помехоустойчивости (это происходит вследствие того, что нелинейный элемент — детектор — ухудшает отношение сигнал/помеха на входе фильтра нижних частот). Например, передаются импульсы длительностью $\tau = 100$ мс, для которых требуется полоса $\Delta F = 1/\tau = 10$ Гц. Если несущая частота равна 10 000 Гц, то при стабильности генератора ± 1 % изменение несущей будет в пределах 9 900—10 100 Гц. Если полосовой фильтр будет пропускать частоты 10 000—10 010 Гц, то при уходе частоты генератора за пределы полосы пропускания фильтра сигнал вообще не будет принят.

Приемники сигналов с частотной модуляцией. Структурная схема такого приемника приведена на рис. 5.9, *в*. К выходу частотного дискриминатора *ДК* подключен фильтр, за которым включено пороговое устройство, фиксирующее команду. Полоса пропускания входного усилителя определяется практически нестабильностью несущей и технической реализуемостью фильтра. Наличие ограничителя *ОГ* перед дискриминатором и узкополосного фильтра после дискриминатора позволяет передавать сигналы при отношении сигнал/помеха в полосе входного фильтра, меньшей единицы.

В заключение произведем примерный расчет помехоустойчивости идеального приемника при флуктуационных помехах, пользуясь данными табл. 5.1, которая составлена при отношении амплитуды сигнала к эффек-

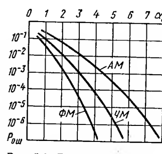


Рис. 5.8. График помехоустойчивости различных видов манипуляции

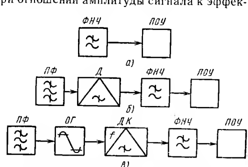


Рис. 5.9. Структурные схемы приемников:
а — видеоимпульсов; *б* — сигналов с амплитудной модуляцией; *в* — сигналов с частотной модуляцией

Таблица 5.1

Требования к достоверности контрольной и управляющей информации согласно ГОСТ 26.205—83

Вероятностные характеристики	Вероятность события P, не более		
	Категории систем		
	1	2	3
Вероятность трансформации команды ТУ	10^{-14}	10^{-10}	10^{-7}
Вероятность трансформации сообщений ТС и ТИ	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Вероятность трансформации знака буквенно-цифровой информации или отсчета кодового ТИ	10^{-7}	10^{-6}	10^{-5}
Вероятность отказа от исполнения посланной команды (допускается повторение передачи до пяти раз)	10^{-10}	10^{-7}	10^{-6}
Вероятность потери контрольной информации при спорадической передаче (при повторении передачи до пяти раз)	10^{-8}	10^{-7}	10^{-6}
Вероятность потери команды	10^{-14}	10^{-10}	10^{-7}
Вероятность образования ложной команды или контрольного сообщения	10^{-12}	10^{-7}	10^{-4}

тивному значению шума более 7 и при вероятности искажения элементарного сигнала менее 10^{-4}. При этом вероятностные характеристики должны быть не хуже указанных в таблице.

Пример 5.1. Пусть команда телеуправления длительностью $\tau=20$ мс передается в линию методом частотной манипуляции. Напряжение флуктуационных помех $U_{\text{п.ск}}=0{,}02$ В. При данном уровне помех выбрать такую амплитуду передаваемого сигнала U_c, чтобы по вероятности подавления команды P_{10} и возникновения ложной команды P_{01} система телеуправления соответствовала первой категории (табл. 5.1).

Задаемся $U_c=0{,}1$ В. Для передачи радиоимпульса длительностью $\tau=20$ мс согласно (1.17) необходима полоса частот $\Delta F=100$ Гц. В соответствии с (5.8) $\sigma_0=0{,}02/\sqrt{100}=0{,}002$. Согласно (5.26), $a_0=0{,}1\sqrt{0{,}02}/0{,}002=7$. Если канал несимметричный, то расчеты вероятностей P_{10} и P_{01} ведут по формулам (5.10) и (5.11). Если считать, что $U_{\text{пор}}=0{,}7U_c=0{,}07$ В, то $\beta=0{,}07/0{,}02=3{,}5$, а $a_0\sqrt{2}=7\cdot1{,}4=10$. Тогда по (5.10) найдем $P_{10}=V(10-3{,}5)=6{,}5$. По таблице (см. Приложение 11) находим, что $P_{10}=4\cdot10^{-11}$.

Ложная команда будет возникать с вероятностью $P_{01}=V(3{,}5)=2{,}3\cdot10^{-4}$. Таким образом, выбранная амплитуда сигнала при заданном уровне помех позволяет отнести систему телемеханики к третьей категории по вероятности возникновения ложной команды и ко второй по вероятности подавления команд (заметим, что это не совсем точно, так как данных табл. 5.1 следует придерживаться при передаче команд в виде кодовых комбинаций). Для того чтобы улучшить значение P_{01}, выберем $U_c=0{,}15$ В и сделаем пересчет. Оказывается, что в этом случае $P_{10}=V(9{,}45)=1{,}69\cdot10^{-21}$, а $P_{01}=V(5{,}25)=7{,}6\cdot10^{-8}$ (заметим, что в таблице значения интеграла больше 10 нет, так как вероятность ложной команды, меньшая 10^{-24}, практически будет означать, что помехи отсутствуют). Дополнительные расчеты покажут, что нужно выбрать $U_c=0{,}18$ В.

Если канал симметричный, то согласно (5.12) при $U_c = 0{,}1$ В $P_{ош} = 3{,}5 \cdot 10^{-7}$, что по вероятности исполнения ложной команды делает систему не удовлетворяющей требованиям, предъявляемым к системам второй категории. Дополнительные расчеты покажут, что при $U_c = 0{,}15$ В $P_{ош} = 4{,}3 \cdot 10^{-14}$. Такая вероятность ошибки делает систему удовлетворяющей требованиям, предъявляемым к системам первой категории, даже по вероятности исполнения ложной команды.

Помехоустойчивость реального порогового приемника в случае приема видеоимпульсов рассчитывают по уравнениям (5.17)—(5.21).

§ 5.4. Помехоустойчивость передачи кодовых комбинаций при независимых ошибках

Расчет помехоустойчивости передачи различных кодовых комбинаций является большой и самостоятельной темой. Рассмотрим лишь расчет трансформаций, т. е. перехода одной кодовой комбинации в другую, придерживаясь методики, изложенной в [39].

Расчет вероятности трансформаций для несимметричного канала с независимыми ошибками. В этом случае при расчетах можно придерживаться положений, вытекающих из теорем теории вероятностей:

1) если в двоичном канале заданы вероятности двух переходов, то вероятности двух других переходов могут быть найдены на основе теоремы о полной группе событий (5.4) и (5.5);

2) вероятность того, что одна кодовая комбинация перейдет в другую, равна произведению вероятностей переходов ошибок каждого символа. Например, передана комбинация 11011. Вероятность того, что под воздействием помех эта комбинация исказится и вместо нее будет принята, например, комбинация 10101, рассчитывают таким образом. В старшем (пятом) и в первом (младшем) разрядах единицы должны быть приняты правильно: $(1 \to 1)$ и $(1 \to 1)$. В четвертом и во втором разрядах единицы должны быть подавлены помехами и трансформироваться в нули, т. е. $1 \to 0$ и $1 \to 0$. В третьем разряде 0 должен перейти в 1, т. е. $0 \to 1$. В результате $P\ (11011 \to 10101) = P_{11} P_{10} P_{01} P_{10} P_{11}$;

3) если необходимо находить вероятности возникновения обнаруженных и необнаруженных ошибок или нескольких ошибок, то пользуются указанными теоремами.

Пример 5.2. Найти вероятность возникновения обнаруженных и необнаруженных ошибок в коде C_3^1. Дано: $P_{10} = 10^{-3}$, $P_{01} = 10^{-4}$.

Код C_3^1 состоит из трех комбинаций: 100, 010 и 001. Это так называемые разрешенные комбинации, поскольку в каждой из них имеется по одной единице. Если код может обнаруживать только одну ошибку, то комбинации, отличающиеся от разрешенных числом единиц, легко обнаруживаются, т. е. составляют обнаруженные ошибки. Если, например, вместо переданной комбинации 100 будет принята комбинация 001, то это означает, что возникла необнаруженная ошибка. Можно записать:

100 → 100 А — Правильная передача
100 → 010 Б, 001 В — Необнаруженные ошибки
100 → 011 Г, 101 Д, 110 Е, 000 Ж, 111 З — Обнаруженные ошибки

Необнаруженные ошибки возникают, если в принятой комбинации содержится одна единица, но в другом

разряде. Определим вероятности различных событий:

Вероятность события Б

$P(Б) = P(100 \to 010) = P(1 \to 0)P(0 \to 1)P(0 \to 0)$, а так как $P_{00} = 1 - P_{01}$, то $P(Б) = P_{10}P_{01}(1 - P_{01})$.

Вероятность события В

$P(В) = P(100 \to 001) = P_{10}P_{00}P_{01} = P_{10}P_{01}(1 - P_{01})$.

Таким образом, вероятность возникновения необнаруженной ошибки

$P_{н.\ ош} = P(Б) + P(В) = 2P_{10}P_{01}(1 - P_{01})$.

Вероятность возникновения обнаруженной ошибки равна вероятности перехода в одну из запрещенных кодовых комбинаций:

$P_{о.\ ош} = P(Г) + P(Д) + P(Е) + P(Ж) + P(З)$.

При этом вероятность возникновения каждого из событий определится следующими соотношениями:

$P(Г) = P_{10}P_{01}P_{01} = P_{10}P_{01}^2$;

$P(Д) = P_{11}P_{00}P_{01} = P_{01}(1 - P_{01})(1 - P_{10})$;

$P(Е) = P_{11}P_{01}P_{00} = P_{01}(1 - P_{01})\ (1 - P_{10})$;

$P(Ж) = P_{10}P_{00}P_{00} = P_{10}(1 - P_{01})^2$;

$P(З) = P_{11}P_{01}P_{01} = P_{01}^2(1 - P_{10})$.

В итоге получим

$P_{о.\ ош} = P_{10}P_{01}^2 + 2P_{01}(1 - P_{01})(1 - P_{10}) + P_{10}(1 - P_{01})^2 + P_{01}^2(1 - P_{10})$.

Подставляя значения вероятностей P_{10} и P_{01}, найдем

$P_{о.\ ош} = 1{,}2 \cdot 10^{-3}$ и $P_{н.\ ош} = 10^{-7}$.

Из примера вытекает, что вероятность возникновения необнаруженной ошибки значительно меньше вероятности возникновения обнаруженной ошибки. Ошибка всегда обнаруживается, если в комбинации единиц больше или меньше, чем одна, хотя в некоторых случаях обнаруженные ошибки образуются при искажении одного (переход 100 в 101), двух (переход 100 в 111) или трех символов (переход 100 в 011). В то же время для возникновения необнаруженной ошибки всегда должно исказиться два символа. Если аналогичные расчеты проделать для другой комбинации кода C_3^1, то получится тот же результат.

Пример 5.3. Найти вероятности возникновения двух или трех ошибок при передаче кодовой комбинации 1111. Дано: $P_{10} = 10^{-3}$ $P_{01} = 10^{-4}$.

При двух ошибках возможно $C_4^2 = \dfrac{4 \cdot 3}{2 \cdot 1} = 6$ типов искажений: А — 1001, Б — 1100, В — 0110, Г — 0011, Д — 1010, Е — 0101.

Вероятность искажения типа А

$P(А) = P_{11}P_{10}P_{10}P_{11} = P_{10}^2\ (1 - P_{10})^2$.

Так же запишутся вероятности и всех остальных переходов. Таким образом,

$P(2) = 6P_{10}^2(1 - P_{10})^2 = 6 \cdot 10^{-6}(1 - 10^{-3})^2 \approx 6 \cdot 10^{-6}$.

При трех ошибках возможно $C_4^3 = \dfrac{4 \cdot 3 \cdot 2}{3 \cdot 2} = 4$ типа искажений: А — 1000, Б — 0100, В — 0010, Г — 0001.

Вероятность искажения типа А

$P = P_{11}P_{10}P_{10}P_{10} = P_{10}^3(1 - P_{10})$.

Аналогично находим, что

$P(3) = 4P_{10}^3(1 - P_{10}) = 4 \cdot 10^{-9}(1 - 10^{-3}) \approx 4 \cdot 10^{-9}$.

Таким образом, вероятность возникновения трех ошибок существенно меньше вероятности возникновения двух ошибок.

Расчет вероятности трансформаций для симметричного канала с независимыми ошибками. Так как симметричный канал, в котором $P_{10}=P_{01}$, является частным случаем несимметричного канала, то принципиально расчет трансформаций для симметричного канала можно производить так же, как и для несимметричного. Однако для симметричного канала имеются более простые методы расчета трансформации. Вводят понятие вектора ошибки и определяют вероятность его возникновения. Например, переданная комбинация 10101 была искажена и принята как 01110. Складывая обе комбинации по модулю 2 (см. гл. 3), получаем вектор ошибки 11011. Отсутствию ошибок соответствует вектор ошибки, состоящий из одних нулей. Вероятность возникновения такого вектора равна вероятности правильного приема (по аналогии с $P_{00}=1-P_{01}$):

$$P_{\text{прав}}=P(000...0)=(1-P_1)^n.$$

Здесь P_1 — вероятность ошибочного приема одного символа, так как $P_{10}=P_{01}$; n — разрядность кода.

Вероятность того, что в i-м разряде возникла ошибка, а все остальные символы приняты верно,

$$P_1(1-P_1)^{n-1}.$$

Такая ошибка может возникнуть в любом из n символов. В итоге возникнет n различных векторов с одной единицей, т. е. можно записать, что число таких векторов будет равно C_n^1. Вероятность возникновения любого вектора с одной единицей равна сумме вероятностей возникновения всех этих векторов:

$$P(1)=C_n^1P_1(1-P_1)^{n-1}.$$

При $nP_1\leqslant 1$, разлагая в ряд выражение для $P(1)$ и отбрасывая члены с P_1^2, получаем $P(1)\approx nP_1$. По аналогии можно найти вероятность возникновения двух ошибок:

$$P(2)=C_n^2P_1^2(1-P_1)^{n-2}$$

и в общем случае вероятность возникновения k ошибок ($k<n$):

$$P(k)=C_n^kP_1^k(1-P_1)^{n-k}. \qquad (5.28)$$

Выражение (5.28) носит название *формулы Бернулли.*

Пример 5.4. Определить вероятность возникновения одной, двух, трех ошибок в простом двоичном коде с $n=5$ при передаче по симметричному каналу с $P=10^{-3}$.

$$P(1)=C_5^1P_1(1-P_1)^4=5\cdot 10^{-3}(1-10^{-3})^4\approx 5\cdot 10^{-3};$$

$$P(2)=C_5^2P_1^2(1-P_1)^3=10\cdot 10^{-6}(1-10^{-3})^2\approx 10\cdot 10^{-6},$$

$$P(3)=C_5^3P_1^3(1-P_1)^2=10\cdot 10^{-9}(1-10^{-3})^2\approx 10\cdot 10^{-9}$$

Если произвести такой расчет для $n=6$, то окажется, что $P(1)\approx 6\cdot 10^{-3}$ $P(2)\approx 15\cdot 10^{-6}$ и $P(3)=20\cdot 10^{-9}$.

Пример 5.5. Определить вероятность возникновения обнаруженных и необнаруженных ошибок в коде с защитой на четность длины $n=5$. Канал симметричный с $P_1=2\cdot 10^{-3}$

В этом коде обнаруживаются все комбинации с нечетным числом ошибок и не обнаруживаются комбинации с четным числом. Поэтому вероятность обнаружения ошибок

$P_{\text{о. ош}} = P(1) + P(3) + P(5) = C_5^1 P_1(1-P_1)^4 + C_5^3 P_1^3(1-P_1)^2 + C_5^5 P_1^5(1-P_1)^0.$

Наибольшая вероятность обнаружения ошибки создается первым членом, т. е.

$P_{\text{о ош}} = P(1) \approx 5 \cdot P_1 = 5 \cdot 2 \cdot 10^{-3} = 10^{-2}.$

Вероятность возникновения необнаруженных ошибок $P_{\text{н ош}} = P(2) + P(4)$. Так как вероятность возникновения двух ошибок больше, чем четырех, то

$P_{\text{н ош}} = P(2) = C_5^2 P_1^2(1-P_1)^{5-3} \approx 10 \cdot 4 \cdot 10^{-6} \approx 4 \cdot 10^{-5}.$

Если произвести такой же расчет для кода с проверкой на четность длины $n = 7$, то окажется, что $P_{\text{о ош}} \approx 1 \cdot 4 \cdot 10^{-2}$, а $P_{\text{н ош}} \approx 1{,}4 \cdot 10^{-4}$.

§ 5.5. Передача информации с повторением (накоплением)

Такой метод передачи применяют для повышения достоверности при отсутствии обратного канала, хотя нет принципиальных ограничений для его использования и при наличии обратной связи. Иногда такой метод классифицируют как прием сообщений с накоплением. Сущность метода заключается в передаче одного и того же сообщения несколько раз, запоминании принятых сообщений, сравнении их поэлементно и составлении сообщения, включая элементы, выбранные «по большинству». Предположим, что трижды передана одна и та же кодовая комбинация 1010101. Во всех трех передачах она подверглась воздействию помех и была искажена:

```
1 0 0 0 1 0 0
1 1 1 1 1 0 1
1 0 1 0 0 0 1
-------------
1 0 1 0 1 0 1
```

Приемник поразрядно сравнивает три принятых символа и проставляет те символы (под чертой), количество которых в данном разряде преобладает.

Существует и другой метод передачи информации с накоплением, при котором производится не посимвольное сравнение, а сравнение всей комбинации в целом. Этот метод проще реализуется, но обеспечивает более плохие результаты.

Таким образом, высокая помехоустойчивость метода передачи информации с повторением (накоплением) основана на том, что сигнал и помехи в канале не зависят друг от друга и изменяются по разным законам (сигнал периодичен, а помеха случайна), поэтому повторяющаяся комбинация в каждой передаче, как правило, будет искажаться по-разному. Вследствие этого на приеме накопление, т. е. суммирование сигнала, возрастает пропорционально числу повторений, тогда как сумма помехи возрастает по другому закону. Если считать, что помехи и сигнал независимы, то суммируются средние квадраты и средний квадрат суммы возрастает пропорционально первой степени. Поэтому при n повторениях отношение сигнал/помеха увеличивается в n раз, причем это происходит

без увеличення мощности снгнала. Однако это достигается за счет усложнения аппаратуры н возрастання временн передачи нлн полосы частот в случае, если снгнал передается на несколькнх частотах одновременно во времени. Кроме того, при завнснмых ошнбках н пачках ошнбок помехоустойчивость снстемы снnжается.

§ 5.6. Передача информации с обратной связью

Помехоустойчнвость передачн без обратной связн (ПБОС) обеспечнвается следующнмн способамн: помехоустойчнвым кодированием, передачей с повторением, одновременной передачей по несколькнм параллельным каналам. В четвертой частн книги показано, что в современных системах телемеханнкн возможна также комбинацня первого и второго способов. В ПБОС прнменяются обычно коды с исправленнем ошибок, что связано с высокой избыточностью н усложненнем аппаратуры. Передача с обратной связью (ПОС) во многом устраняет указанные недостатки, так как позволяет прнменять менее помехоустойчнвые коды, обладающне, как правнло, меньшей нзбыточностью. В частностн, можно использовать коды с обнаруженнем ошибок. Преимуществом обратного канала является также возможность контроля работоспособности объекта, прнннмающего информацню.

Прн ПОС вводят понятне *прямого канала*, т. е. канала от передатчнка к прнемннку, например передается сигнал команды с пункта управлення (ПУ) на контролнруемый пункт (КП). *Обратным каналом* прн этом явится передача сообщения с КП на ПУ о прннятин снгнала команды, прнчем по обратному каналу могут передаваться как сообщенне только о том, что снгнал принят на входе КП (в этом случае контролнруется лншь прохождение снгнала по каналу связн), так и сведення о полном выполненнн команды. Возможна н обратная связь, дающая сведения о поэтапном прохожденнн снгнала команды по тракту прнема.

Рассмотрнм отдельные вндыы передачн с обратной связью.

Передача с информационной обратной связью (ИОС). Еслн сообщенне передается в вnде непомехозащнщенного кода, то в коднрующем устройстве данный код может быть преобразован в помехозащнщенный. Однако, поскольку в этом обычно нет необходимости, коднрующее устройство представляет собой регнстр для превращення простого параллельного кода в последовательный. Одновременно с передачей по прямому каналу сообщение запомнnается в накопнтеле на передатчнке (рнс. 5.10, *а*). На контролнруемом пункте прнnятое сообщенне декодируется и также запомнnается в накопнтеле. Однако получателю сообщение передается не сразу: сначала оно поступает через обратный канал на пункт управлення. В схеме сравнення ПУ пронсходит сравнение прннятого сообщення с переданным. Если сообщення совпадают, то формируется сигнал «Подтвержденне» и пронсходнт передача последующих сообщенний (иногда перед посылкой последующего сообщения на КП сначала посылается снгнал «Подтвержденне» о том, что предыдущее сообщение было прнnято верно н с накопнтеля можно передать инфор-

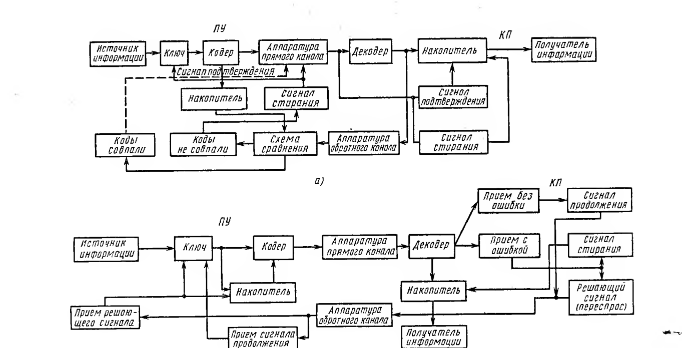


Рис. 5.10. Способы передачи информации с информационной (*а*) и решающей (*б*) обратными связями

мацию получателю). При несовпадении сообщений, что свидетельствует об ошибке, формируется сигнал «Стирание». Этот сигнал запирает ключ для прекращения передачи очередного сообщения и посылается на КП для уничтожения записанного в накопителе сообщения. После этого с ПУ производится повторная передача сообщения, записанного в накопителе.

В системах с ИОС ведущая роль принадлежит передающей части, так как она определяет наличие ошибки, приемник только информирует передатчик о том, какое сообщение им получено. Имеются различные варианты передачи с ИОС. Так, существуют системы с ИОС, в которых передача сигналов происходит непрерывно и прекращается лишь при обнаружении ошибки: передатчик посылает сигнал «Стирание» и повторяет передачу. Системы с ИОС, в которых по обратному каналу передается вся информация, переданная на КП, называются *системами с ретрансляционной обратной связью*. В некоторых системах с ИОС передается не вся информация, а только некоторые характерные сведения о ней (*квитанции*). Например, по прямому каналу передаются информационные, а по обратному каналу — контрольные символы, которые будут сравниваться на передатчике с предварительно записанными контрольными символами. Имеется вариант, в котором после проверки принятого по обратному каналу сообщения и обнаружения ошибки передатчик может либо повторить его (дублирование сообщения), либо послать дополнительную информацию, необходимую для исправления (корректирующая информация). Число повторений может быть ограниченным или неограниченным.

Обратный канал используют для того, чтобы определить, необходима ли повторная передача информации. В системах с ИОС повышение достоверности передачи достигается путем повторения информации только при наличии ошибки, тогда как в системах без обратной связи (при передаче с накоплением) повторение осуществляется независимо от искажения сообщения. Поэтому в системах с ИОС избыточность информации значительно меньше, чем в системах с ПБОС: она минимальна при отсутствии искажений и увеличивается при ошибках. В системах с ИОС качество обратного канала должно быть не хуже качества прямого во избежание искажений, которые могут увеличить число повторений.

Передача с решающей обратной связью (РОС). Переданное с передатчика по прямому каналу сообщение принимается на приемнике (рис. 5.10, *б*), где оно запоминается и проверяется в декодирующем устройстве (декодере). Если ошибок нет, то из накопителя сообщение поступает к получателю информации, а через обратный канал на передатчик подается сигнал о продолжении дальнейшей передачи (сигнал продолжения). Если ошибка обнаружена, то декодер выдает сигнал, стирающий информацию в накопителе. Получателю сообщение не поступает, а через обратный канал на передатчик подается сигнал о переспросе или повторении передачи (сигнал повторения или переспроса). На передатчике сигнал повторения (иногда называемый решающим сигналом) выделяется приемником решающих сигналов, а переключающее устройство отключает вход кодера от источника информации и подключает его к накопителю, что позволяет повторить переданное сообщение. Повторе-

ние сообщения может происходить несколько раз до его правильного приема.

При передаче с РОС в отличие от передачи с ИОС ошибка определяется приемником. Для этого передаваемое сообщение должно кодироваться обязательно помехозащищенным кодом, что позволяет приемнику выделить разрешенную комбинацию (сообщение) из неразрешенных. Это означает, что передача с РОС осуществляется с избыточностью. Достоверность передачи в системах РОС определяется выбором кода и защитой решающих сигналов повторения и продолжения. Последнее не представляет особых трудностей, так как эти сигналы несут одну двоичную единицу информации и могут передаваться достаточно помехоустойчивым кодом.

Системы с РОС, или системы с переспросом, подразделяют на системы с ожиданием решающего сигнала и системы с непрерывной передачей информации.

В системах с ожиданием передача новой кодовой комбинации или повторение переданной происходит только после поступления на передатчик сигнала запроса.

В системах с непрерывной передачей происходит непрерывная передача информации без ожидания сигнала запроса. Скорость передачи при этом выше, чем в системах с ожиданием. Однако после обнаружения ошибки по обратному каналу посылается сигнал переспроса и за время прихода на передатчик с последнего уже будет передано какое-то новое сообщение. Поэтому системы с непрерывной передачей необходимо усложнять соответствующей блокировкой приемника, чтобы он не принимал информацию после обнаружения ошибки.

Для сравнения эффективности системы без обратной связи, в которой применяется код Хэмминга с исправлением одной ошибки, и системы с РОС, использующей простой код [6], вводят понятие коэффициента эффективности. Этот коэффициент учитывает уменьшение вероятности ошибочного приема и затраты на его достижение, выигрыш в защите от ошибок (в случае применения указанных кодов), относительное снижение скорости передачи и схемную избыточность, связанные с использованием разных кодов. Итоговое сравнение показало, что в отличие от системы без обратной связи, использующей сложный код, система с РОС дает выигрыш в 5,1 раза. Высокая эффективность систем с РОС обеспечила их широкое распространение.

Сравнительный анализ достоверности передачи систем с ИОС и РОС, проделанный в [14], показал, что:

1) системы с ИОС и РОС обеспечивают одинаковую достоверность передачи при одинаковых суммарных затратах энергии сигналов в прямом и обратном каналах при условии, что эти каналы симметричны и имеют одинаковый уровень помех;

2) системы с ИОС обеспечивают более высокую достоверность передачи, чем системы с РОС при относительно слабых помехах в обратном канале в отличие от прямого. При отсутствии помех в обратном канале системы с ИОС обеспечивают безошибочную передачу сообщений по основному каналу;

3) при сильных помехах в обратном канале более высокую достоверность обеспечивают системы с РОС;

4) при пачках ошибок в прямом и обратном каналах более высокую достоверность обеспечивают системы с ИОС.

Передача с комбинированной обратной связью (КОС). В этом виде передачи используются в различных вариациях информационная и решающая обратные связи. Поэтому в системах с КОС решение о выдаче информации получателю или о ее повторной передаче может приниматься и в передатчике, и в приемнике. По каналу обратной связи можно передавать всю кодовую комбинацию или часть ее, как в системах с ИОС, либо посылать сигнал переспроса, как в системах с РОС. Системы с КОС еще более увеличивают достоверность передачи.

При отсутствии помех или при малой их величине применение систем с обратной связью уменьшает скорость передачи, что является их недостатком. Обратный канал, назначение которого заключается в исправлении ошибок, в этом случае используется недостаточно эффективно. С другой стороны, при очень сильных помехах как в прямом, так и в обратном каналах увеличивается число повторений передачи для исправления ошибок, что опять-таки снижает пропускную способность систем с обратной связью.

Использование обратного канала в телемеханике. В большинстве выпускаемых систем телеуправления обратный канал используется обычно в виде известительной сигнализации, с помощью которой осуществляется квитирование, или подтверждение принятой команды. Даже в простейших устройствах телеуправления, в которых отсутствует обратная известительная сигнализация, сведения о выполнении или невыполнении команды получают другими средствами. Например, система ТУ, передающая команду о включении насоса-качалки на нефтепромысле, получает подтверждение о включении насоса по данным телеизмерения, измеряющего количество выкачанной нефти. В данном случае канал ТИ является обратным каналом для прямого канала ТУ. И все же в силу специфики телемеханики и методов квитирования почти все серийно выпускаемые системы не используют в чистом виде ни ИОС, ни РОС. Скорее их можно отнести к системам с комбинированной обратной связью. Так, некоторые частотные схемы телеуправления используют в прямом канале коды с обнаружением ошибок для передачи адресов объектов и команд управления. По обратному каналу передается квитирование, т. е. на ПУ приходит сигнализация о том, что объект включен, однако номер объекта не указывается. Если объект не включился или если не включилось даже реле объекта, подготавливающее это включение, то сигнал на ПУ с КП обычно не посылается. В случае подтверждения переданной команды последняя посылается вновь. В какой-то степени такой метод передачи команды ближе к системам с решающей обратной связью.

Некоторые из отечественных и ряд зарубежных систем, выполненных для нефте- и газопроводов, применяют обратный канал, близкий к системам с ИОС. В системах с обратным каналом посланные с ПУ адрес объекта и команда подтверждаются сигнализацией (квитированием), посланной с КП на ПУ. После этого с ПУ следует разрешение исполнения в виде новой команды или же команда отменяется. Обычно команда разрешения (запрета) исполнения является общей для всех объектов. В этих системах никаких сигналов стирания, как в системах с ИОС, не передается.

В ряде систем телемеханики имеется промежуточный вариант управления, который условно можно отнести к использованию обратного канала по методу комбинированной обратной связи. В таких системах посланная на КП за адресом объекта команда в случае необнаружения ошибки сразу же принимается к исполнению. С объекта на ПУ всегда посылается адресное сообщение о принятой команде или об изменении состояния объекта. Если ни один из объектов не изменил своего состояния, то по обратному каналу ничего не посылается. В то же время некоторые системы телемеханики последних выпусков указывают, что разработчики пытаются приблизиться к классическим методам использования обратного канала для повышения помехоустойчивости.

§ 5.7. Помехоустойчивость передачи телеизмерений

Помехоустойчивость передачи непрерывных телеизмерений. В телеизмерении часто передаются непрерывные и плавно изменяющиеся во времени функции. Помехи в канале связи искажают сигнал, в результате чего принятая функция $\lambda'(t)$ отличается от переданной $\lambda(t)$ в каждый момент времени (рис. 5.11, *а*). Для каждого момента времени t_i ошибка телеизмерения $\delta_i=\lambda'(t_i)-\lambda(t_i)$. Если определение мгновенных значений ошибки произвести для большего числа точек, в которых ошибки независимы друг от друга, можно найти среднюю $\delta_{ср}$ и среднеквадратичную $\delta_{ск}$ ошибки по формулам

$$\delta_{ср}=\frac{\delta_1+\delta_2+\ldots+\delta_n}{n}; \quad (5.29)$$

$$\delta_{ск}=\sqrt{\frac{\delta_1^2+\delta_2^2+\ldots+\delta_n^2}{n}}, \quad (5.30)$$

где n — число замеров.

Если передаваемая функция $\lambda(t)\approx C$ (рис. 5.11, *б*), то $\delta_{ср}$ представляет собой постоянную составляющую ошибки, а $\delta_{ск}$ является мерой отклонения ошибки относительно уровня $C+\delta_{ср}$. На выходе системы ТИ обычно устанавливают узкополосные усредняющие устройства (инерционные приборы, фильтры и т. п.), которые сглаживают сигнал ошибки. Ошибка на выходе такого устройства обычно подчиняется закону нормального распределения вероятности, который полностью характеризуется средними и среднеквадратичными значениями. При наличии помех стрелка регистрирующего прибора отклоняется на величину $\delta_{ср}$ (из положения I в положение II на рис. 5.12). Кроме того, происходят хаотические колебания стрелки относительно нового ее положения, причем амплитуда этих колебаний пропорциональна среднеквадратичной ошибке $\delta_{ск}$. Эти хаотические колебания уменьшаются при увеличении постоянной времени цепи выходного прибора, однако значение средней ошибки остается постоянным. При нормальном распределении ошибок вероятность ошибки, превышающей заданное значение δ_1, легко определить с помощью формулы

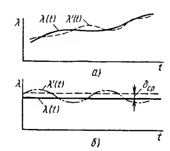


Рис. 5.11. Помехи при передаче телеизмерений:
а — плавно изменяющаяся величина; *б* — постоянная величина

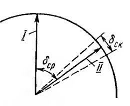


Рис. 5.12. Отклонение стрелки приемного прибора под воздействием помех

$$P(\delta > \delta_1) = V\left(\frac{\delta_1 - \delta_{ср}}{\delta_{ск}}\right). \tag{5.31}$$

Теоретическое или экспериментальное определение величин $\delta_{ср}$ и $\delta_{ск}$ необходимо производить при определенном отношении сигнал/помеха в некоторой полосе частот. Такой полосой может быть полоса входного фильтра системы ТИ. Однако при сравнении разнотипных систем с различной полосой входного фильтра результаты будут необъективными. Поэтому сравнение обычно производят при отношении сигнал/помеха в полосе частот $\Delta F = 1/(2T)$, где T — быстродействие системы. Если время T выбрано по теореме Котельникова, т. е. $T = 1/(2F_{max})$, то $\Delta F = F_{max}$.

Для оценки помехоустойчивости ТИ вводят отношение эффективного напряжения сигнала к среднеквадратичному напряжению помехи в полосе частот ΔF:

$$\alpha_{ТИ} = \frac{U_с/\sqrt{2}}{U_{п.\ ск}}.$$

Так как удельное напряжение помехи $\sigma_0 = U_{п\ ск}/\sqrt{\Delta F}$, то подставляя значение $U_{п.\ ск}$, получаем

$$\alpha_{ТИ} = \frac{U_с/\sqrt{2}}{\sigma_0\sqrt{\Delta F}},$$

где $\Delta F = 1/(2T)$. Тогда

$$\alpha_{ТИ} = \frac{U_с/\sqrt{2}}{\sigma_0\sqrt{1/(2T)}} = \frac{U_с\sqrt{T}}{\sigma_0}. \tag{5.32}$$

Это отношение эквивалентно такому же отношению в ТУ с той лишь разницей, что время T следует понимать иначе. В телеуправлении T — длительность сигнала команды (длительность кодовой посылки, если команда посылается кодом). В телеизмерении T — быстродействие системы или при определенных условиях интервал Котельникова: $T = 1/(2F_{max})$.

Помехоустойчивость передачи дискретных телеизмерений. Эту помехоустойчивость рассмотрим на примере системы телеизмерения с время-

импульсной модуляцией (ВИМ) при сильных и слабых флуктуационных помехах. На рис. 5,13, *а* изображена форма сигнала системы ТИ с времяимпульсной модуляцией (ВИМ) без помех (сплошная линия) и искаженного помехами (пунктир). Приемник отмечает момент появления импульса, когда напряжение сигнала (или сигнала с помехой) достигает некоторого порогового уровня $U_{пор}$. Информация в такой системе передается временны́м интервалом между принятым сигналом и тактовой точкой (на рис. 5.13, *а* она расположена в начале координат), которая или известна на приемной стороне, или передается с помощью специального сигнала. Аппроксимируя фронт импульса прямыми, из треугольника ABC (рис. 5.13, *а*) можно определить сдвиг фронта импульса:

$$\Delta t = U_п(t)/S. \tag{5.33}$$

Отрезок *BC* равен мгновенному значению помехи $U_{п.ск}$ в момент времени *t*. Тангенс угла *CAB* равен крутизне фронта импульса, искаженного помехами. При слабых помехах это значение приблизительно равно крутизне импульса *S* в точке *B*. Чем круче фронт импульса, тем меньше ошибка. Крутизна фронта возрастет пропорционально полосе частот (рис. 5.13, *б, в*).

При расширении полосы частот повышается и действующее напряжение помехи, однако оно растет пропорционально корню квадратному из полосы Δf канала, т. е. медленнее, чем крутизна фронта. Поэтому величина Δt, представляющая собой абсолютную ошибку (погрешность) телеизмерения, уменьшается с ростом ширины полосы частот. Отношение Δt к девиации импульса *T* называют *приведенной ошибкой* при времяимпульсной модуляции:

$$\delta_{пр} = \Delta t/T. \tag{5.34}$$

Подставляя из (5.33) значение Δt в (5.34), получаем

$$\delta_{пр(ВИМ)} = U_п(t)/(ST). \tag{5.35}$$

Так как $U_п(t)$ — случайная величина, то $\delta_{пр.}$ — также случайная величина. Можно доказать, что уравнение (5.35) справедливо и для среднеквадратичных значений:

$$\delta_{ск(ВИМ)} = U_{п.ск}/(ST), \tag{5.36}$$

где $U_{п.ск}$ — среднеквадратичное напряжение помехи в полосе частот Δf входного фильтра.

Рис. 5.13. Определение ошибок, возникающих от помех в системе телеизмерения с времяимпульсной модуляцией:
а — при минимально допустимой полосе частот; *б* — при расширении полосы частот до оптимальной; *в* — при чрезмерном расширении полосы частот

Известно, что крутизна фронта S равна отношению амплитуды сигнала к длительности фронта:

$$S = U_c/\tau_\phi. \quad (5.37)$$

Для определения τ_ϕ можно воспользоваться соотношением $\tau_\phi = \mu/\Delta f$. Тогда

$$S = U_c \Delta f/\mu \quad (5.38)$$

и выражение (5.36) преобразуется к виду

$$\delta_{ск(ВИМ)} = \mu U_{п.ск}/(U_c \Delta f T). \quad (5.39)$$

Обозначая $\Delta f T = \gamma$ и принимая во внимание, что $\alpha_{TИ} = U_c/U_п$ (в полосе частот Δf), можно записать

$$\delta_{ск(ВИМ)} = \mu/(\alpha_{TИ}\sqrt{\gamma}). \quad (5.40)$$

Из уравнения (5.40) следует, что ошибка за счет слабых флуктуационных помех уменьшается при расширении полосы частот, так как при этом фронт импульса растет быстрее, чем эффективное напряжение помехи.

Таким образом, расширение полосы частот приемника увеличивает помехоустойчивость передачи при слабых помехах. То же происходит и при всех других видах модуляции (за исключением амплитудной модуляции). При амплитудной модуляции расширение полосы частот приводит к ухудшению помехоустойчивости.

Анализ показывает, что расширение полосы частот при ВИМ увеличивает помехоустойчивость только до определенного предела. При дальнейшем расширении полосы напряжение помех увеличивается настолько, что возникает относительно большая вероятность появления отдельных выбросов флуктуационного шума, превышающих пороговый уровень (случай относительно сильных помех). Следствием таких выбросов, если они возникают до появления рабочего импульса, является большая ошибка, обусловленная тем, что приемник воспринимает выброс шума как рабочий импульс (рис. 5.13, *в*). Кроме резкого увеличения среднеквадратичной ошибки появляется значительная средняя ошибка, так как все ошибки за счет появления выбросов будут иметь один и тот же знак. Максимальная ошибка (100 %) получится, если выброс помехи возник в самом начале цикла работы, а рабочий импульс находился в конце интервала. При сильных помехах система становится неработоспособной. Зависимость среднеквадратичной ошибки при ВИМ от коэффициента широкополосности γ при $\alpha_{TИ} = \mathrm{const}$ показана на рис. 5.14. Как видно из рисунка, имеется оптимальное значение γ, при котором ошибка будет минимальной. Аналогичные зависимости $\delta_{ск} = f$ получаются также для ЧИМ и ШИМ.

Практическая реализация оптимальной полосы частот нередко встречает технические трудности, если полоса ΔF мала́, т. е. в системах с малым быстродействием. Помехоустойчивость таких систем значительно ниже возможной.

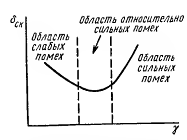


Рис. 5.14. Помехоустойчивость при слабых и сильных помехах

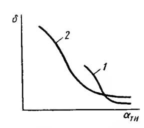


Рис. 5.15. Зависимость ошибки от $\alpha_{ТИ}$ для широкополосной *(1)* и узкополосной *(2)* систем

Излишне широкая полоса приемника не только приводит к увеличению ошибки, но и изменяет характер зависимости $\delta = f(\alpha_{ТИ})$. На рис. 5.15 показаны эти зависимости для широкополосной (*1*) и узкополосной (*2*) систем при постоянных значениях δ_0 и U_c. В широкополосной системе при больших $\alpha_{ТИ}$ (сильном сигнале) ошибка меньше, чем в узкополосной. Но начиная с некоторого значения $\alpha_{ТИ}$ (при уменьшении $\alpha_{ТИ}$) ошибка резко возрастает (это значение $\alpha_{ТИ}$ называют порогом помехоустойчивости). В узкополосной системе ошибка возрастает не так резко и при меньших значениях $\alpha_{ТИ}$, т. е. такая система при сильных помехах оказывается наиболее помехоустойчивой [39].

§ 5.8. Помехоустойчивость непрерывной модуляции

Помехоустойчивость того или иного способа модуляции можно получить, подсчитывая уровни * сигнала и помехи на выходе приемника. Очевидно, помехоустойчивость тем выше, чем больше разность уровней $p_{с/п}$ сигнала и помехи. При этом будем считать, что для всех способов модуляции уровень максимальной мощности $p_{пер\ max}$, затухание α и уровень флуктуационных помех на входе приемника одинаковы. Таким образом, нужно найти величину

$$p_{с/п} = \ln U_с / U_п. \tag{5.41}$$

Амплитудная модуляция с передачей несущей и двух боковых полос (ДБП). Опуская выводы, запишем

$$p_{с/п\ (ДБП)} = \ln \frac{U_{пр\ max} m}{U_{п\Delta F} \sqrt{2}\,(1+m)}, \tag{5.42}$$

где $U_{пр\ max}$ — максимальное напряжение модулированного сигнала на входе приемника; m — индекс амплитудной модуляции.

Если числитель и знаменатель разделить на напряжение нулевого уровня и взять $m = 0{,}8$ (во избежание нелинейных искажений $m \leqslant 0{,}8$), то выражение (5.42) примет вид

$$p_{с/п\ (ДБП)} = p_{пр\ max} - p_{п\Delta F} - 1{,}15\ \text{Нп}, \tag{5.43}$$

* Строгое определение уровня дано в гл 6.

где $p_{пр\,max}$ — уровень максимальной мощности на входе приемника, а $p_{п\Delta F}$ — уровень помех на входе приемника в полосе частот ΔF.

Амплитудная модуляция с передачей одной боковой полосы (ОБП). Результирующее выражение для уровня максимальной мощности запишется в виде

$$p_{c/п(ОБП)} = \ln U_{пр}/U_{п\Delta F} = p_{пр\,max} - p_{п\Delta F}. \qquad (5.44)$$

Из сравнения выражений (5.43) и (5.44) вытекает, что АМ ОБП обеспечивает более высокую помехоустойчивость передачи, чем АМ ДБП. Выражение, из которого можно определить выигрыш в помехоустойчивости передачи с ОБП по сравнению с ДБП, имеет вид

$$p_{c/п(ОБП)} - p_{c/п(ДБП)} = p_{(ОБП)/(ДБП)} = \ln\,(1+m)/m + 0{,}35\ \text{Нп}. \qquad (5.45)$$

В этом выражении слагаемое $\ln\,(1+m)/m$ определяет выигрыш в помехоустойчивости за счет лучшего использования мощности передатчика, а слагаемое 0,35 Нп — выигрыш за счет уменьшения полосы частот приемника. При $m_{max}=0{,}8$ общий выигрыш составит

$$p_{(ОБП)/(ДБП)} = 1{,}15\ \text{Нп}.$$

Частотная модуляция (ЧМ). На основании [38] можно получить выражение для действующего напряжения помех на входе ЧМ-приемника:

$$U_п = k\frac{\Delta F}{\sqrt{3/2}}\sqrt{\frac{\Delta F}{\Delta f}}\left(\frac{U_{п\,\Delta F}}{U_{пр\,max}}\right). \qquad (5.46)$$

Здесь k — коэффициент пропорциональности, определяемый элементами схемы приемника; ΔF — полоса фильтра низкой частоты на выходе приемника; Δf — полоса входного фильтра приемника. Формула справедлива при $\Delta f > 2\Delta F$.

Опуская выводы, сделанные в [22], получим выражение для разности уровней сигнала и помехи на выходе ЧМ-приемника:

$$p_{c/п(ЧМ)} = p_{пр\,max} - p_{п\Delta F} + \ln m_ч + 0{,}2, \qquad (5.47)$$

где $m_ч$ — индекс частотной модуляции.

Сравнение помехоустойчивости ЧМ с АМ ДБП показывает преимущество первой:

$$p_{(ЧМ)(ДБП)} = \ln(1+m)/m + 0{,}55 + \ln m_ч. \qquad (5.48)$$

В этом выражении первый член определяет выигрыш в помехоустойчивости, получаемый за счет более полного использования мощности передатчика, а второй и третий члены — выигрыш за счет снижения уровня помех в приемнике. Выигрыш в помехоустойчивости тем больше, чем больше девиация частоты, т. е. чем больше индекс частотной модуляции $m_ч$. Если принять $m_ч=0{,}9$, а $m_{max}=0{,}8$, то

$$p_{(ЧМ)/(ДБП)} = 1{,}25\ \text{Нп}. \qquad (5.49)$$

Таким образом, системы передачи ОБП и ЧМ являются более помехоустойчивыми по сравнению с системами ДБП. Поэтому в современной аппаратуре связи амплитудную модуляцию с передачей несущей из двух

боковых полос не используют. Система ЧМ хотя и обладает большей помехоустойчивостью, чем система ОБП, но требует в два с лишним раза большую полосу частот. Однако аппаратура системы ОБП значительно сложнее и дороже аппаратуры системы ЧМ. Для целей телемеханики применяют аппаратуру системы ЧМ.

§ 5.9. Методы борьбы с помехами

Здесь будут даны рекомендации по борьбе с помехами на основании изложенного ранее, а также рассмотрены некоторые методы борьбы с помехами, опубликованные в литературе, в частности в [12]. Заметим, что методы борьбы с помехами являются одновременно и методами повышения помехоустойчивости передаваемого сигнала.

Методы, направленные на уменьшение энергии помех. Эти методы заключаются в определении источников помех, их месторасположения и уменьшения мощности излучения.

1. *Удаление источников помех от каналов связи.* Для этого не следует, например, прокладывать рядом силовые и информационные кабели. Если этого полностью избежать не удается, то прокладку необходимо производить не параллельно, а под углом, близким к 90°.

2. *Экранирование источников помех.* Экранирование ослабляет электростатические и электромагнитные поля источников помех. С этой целью используют металлические корпусы и трубы для оборудования и силовых кабелей, излучающих помехи.

3. *Правильное выполнение заземлений.* Здесь имеется ряд правил, которые должны строго соблюдаться. Так, заземление должно выполняться шинами большого сечения, а присоединение аппаратуры к ним — оголенным проводом, отдельным для каждого экземпляра оборудования, и т. п.

4. *Использование схем подавления помех.* К ним относятся фильтры, искрогасящие цепочки и резистивные шунты, установленные параллельно контактам.

5. *Уменьшение паразитных связей между каналом передачи информации и цепями источника помех.* Это достигается правильным монтажом (уменьшением длины проводников, использованием проводов с меньшим диаметром в виде скрученных пар для снижения влияния электростатического поля и т. п.) и другими мероприятиями (например, снижением частоты и мощности сигналов, генерируемых источником помех).

6. *Гальваническое разделение цепей в каналах передачи информации.* Такое разделение исключает проникновение помех в цепи. Для передачи двухпозиционных сигналов используют реле и бесконтактные ключи, а для передачи аналоговых сигналов — трансформаторы, модемы. Для гальванической развязки применяют также оптроны, преобразующие электрический сигнал в световой поток с помощью светодиодов, а затем световой поток в электрический сигнал с помощью фоторезисторов, фотодиодов, фототранзисторов и других приборов.

Методы, основанные на увеличении помехоустойчивости передаваемого сигнала. Смысл этих методов заключается либо в повышении энергии сигнала, что увеличивает коэффициент помехоустойчивости, либо в обес-

печении помехоустойчивой передачи путем использования способов, рассмотренных здесь и в гл. 3, 4.

1. *Повышение энергии передаваемого сигнала* (см. § 5.3). В частности, очень важно усиливать сигнал непосредственно в месте его получения, например сразу у выхода с датчика, т. е. до того, как сигнал будет искажен помехой.

2. *Помехоустойчивое кодирование* (см. § 3.4).

3. *Передача информации с повторением* (см. § 5.5).

4. *Использование обратной связи* (см. § 5.6).

5. *Применение помехоустойчивых методов модуляции* (см. гл. 4).

6. *Использование оптимальной полосы пропускания при передаче импульсных телеизмерений.*

Методы, основанные на различии параметров сигнала и помехи. Эти методы применяются главным образом для борьбы с импульсными помехами.

1. *Метод ограничения снизу.* Этот метод применим, если амплитуда помехи $U_п$ значительно меньше амплитуды сигнала (рис. 5.16, *а*). После ограничения снизу заштрихованную часть сигнала и помеху удаляют. Остается сигнал.

2. *Метод фильтрации.* Этот метод применим, если амплитуда помехи соизмерима с амплитудой сигнала (рис. 5.16, *б*). При этом длительность помехи должна быть значительно меньше длительности сигнала. Перед пороговым устройством ставят узкополосный фильтр, который «заваливает» фронт передаваемого сигнала, но до такой степени, чтобы его амплитуда не уменьшилась. При этом амплитуда импульсной помехи значительно уменьшается (рис. 5.16, *в*), так как ее длительность во много раз меньше длительности сигнала. Пороговое устройство будет срабатывать только от сигнала, а не от уменьшенной амплитуды импульсной помехи.

3. *Метод ШОУ* (широкая полоса — ограничитель — узкая полоса). Этот метод позволяет подавлять узкие импульсные помехи, даже если их амплитуда существенно превышает амплитуду сигнала. Если на входе фильтр не будет обладать широкой полосой, то на ограничитель помеха поступит не только уменьшенной по амплитуде, но и значительно увеличенной по длительности (пунктир на рис. 5.16, *г*). От такой помехи методом фильтрации избавиться невозможно.

Если фильтр обладает достаточно широкой полосой, то сигнал и помеха на его выходе (рис. 5.16, *д*) будут мало отличаться от входных (рис. 5.16, *г*). Далее следуют операции ограничения сверху (рис. 5.16, *е*) и пропускания сигнала и помехи через узкополосный тракт. Форма сигнала на выходе этого тракта показана на рис. 5.16, *ж*. Если необходимо полностью избавиться от помехи, то применяют ограничение снизу (рис. 5.16, *а*).

Метод ШОУ неприменим, если длительность помехи соизмерима с длительностью сигнала и помехи следуют настолько часто, что переходные процессы во входном фильтре перекрывают друг друга.

4. *Метод селекции по длительности.* Поскольку импульсные помехи значительно короче сигнала, применяют различные селекторы по длительности, которые пропускают более длинные импульсы (сигналы) и не пропускают короткие импульсы (помехи).

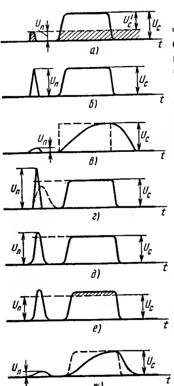


Рис. 5.16. Методы подавления импульсных помех:
а — ограничение снизу; *б, в* — метод фильтрации; *г—ж* — метод ШОУ

Другие методы. Эти методы сильно отличаются друг от друга и поэтому не могут быть отнесены ни к одной из перечисленных групп. Однако их использование в ряде случаев довольно эффективно.

1. *Выделение помехи и вычитание ее из приходящего сигнала.* Если известна частота помехи, то она выделяется резонансным усилителем, настроенным на частоту помехи. Из входного сигнала, состоящего из полезного сигнала и помехи, вычитается выделенная резонансным усилителем помеха. Несколько упрощая, можно сказать, что помеха уничтожает помеху.

Очевидно, этот метод неприменим, если частота помехи изменяется во времени.

2. *Прием сигналов с предсказанием.* При медленно изменяющемся передаваемом сигнале можно заранее предсказать, каким должно быть его значение в пределах ближайшего интервала времени. Если принятый сигнал значительно отличается от предсказуемого, то он не принимается, так как считается искаженным помехой.

3. *Метод интегрирования.* Если на медленно изменяющийся полезный сигнал наложена гармоническая помеха, то при интегрировании в течение промежутка времени, равного или кратного периоду помехи, влияние последней полностью исключается, так как среднее значение синусоидального напряжения за один или несколько полных периодов равно нулю.

4. *Метод запирания приемника на время отсутствия сигнала.* При этом методе приемник открыт лишь на время приема полезного сигнала, после чего он сразу закрывается. Иногда такой метод борьбы с помехами называют стробированием. Его используют главным образом в радиолокации, где с некоторой точностью известно время прихода импульса, отраженного от цели, поэтому вход приемника открывается стробирующим импульсом в этот момент времени. В остальное время приемник закрыт.

Контрольные вопросы

1. Перечислите причины возможных искажений передаваемых сигналов.
2. Перечислите типы искажений передаваемых сигналов.
3. Чем отличаются линейные искажения от нелинейных?
4. Перечислите виды искажений передаваемых сигналов.
5. Перечислите методы повышения достоверности передачи.
6. Укажите различия между аддитивной и мультипликативной помехами.
7. Объясните различие между импульсными и флуктуационными помехами, в частности влияние полосы частот на эти помехи.

8. Перечислите источники помех, в частности промышленных.

9. Перечислите возможные трансформации передаваемого сигнала

10. В чем смысл потенциальной помехоустойчивости?

11 Изложите идею идеального приемника Котельникова.

12. Дайте графический пример возникновения ложной команды и подавления переданной команды.

13. Укажите наиболее простой и эффективный способ повышения помехоустойчивости.

14. Какой вид манипуляции является наиболее помехоустойчивым и почему?

15. Произведите расчет, приведенный в примере 5.1, для фазовой манипуляции.

16. Найдите вероятность возникновения двух ошибок при передаче кодовой комбинации 101, если $P_{10}=10^{-3}$, $R_{01}=10^{-4}$

17 Найдите вероятность возникновения одной ошибки при передаче кодовой комбинации 10, если $P_{10}=10^{-3}$, $P_{01}=10^{-4}$.

18. Изложите сущность передачи информации с повторением.

19. Изложите сущность передачи с ИОС.

20. Изложите сущность передачи с РОС.

21 Как отклоняется стрелка приемного прибора под воздействием помех?

22. Как влияет изменение полосы частот на помехоустойчивость при передаче видеоимпульсов?

23. Сравните непрерывные модуляции АМ ДБП, АМ ОБП и ЧМ по помехоустойчивости.

24. Перечислите методы борьбы с помехами, направленные на уменьшение их энергии.

25. Перечислите методы, основанные на повышении помехоустойчивости передаваемого сигнала.

26. Перечислите и объясните методы борьбы с импульсными помехами

27. Перечислите и объясните остальные методы борьбы с помехами

Глава 6. Организация каналов связи для передачи телемеханической информации

Во введении было дано определение линии и канала связи и указано, что для передачи телемеханической информации с помощью электрических сигналов применяют линии проводной связи, линии электроснабжения и радиотракт, под которым понимают как радиорелейные линии связи, так и отдельные радиопередатчик и радиоприемник. Начала использоваться передача по стеклянным световодам (оптическая связь). Так как в промышленной телемеханике применяются в основном проводные линии связи, уделим им наибольшее внимание.

Проводные линии, используемые только для передачи телемеханической информации, называют физическими проводными линиями связи. Эту пару проводов (воздушную или экранированную) можно использовать для передачи многих сообщений методами временнóго или частотного разделения сигналов (уплотнение линии связи). Физическая цепь или самостоятельная двухпроводная линия связи — лучший вариант для организации каналов связи, по которым можно передавать телемеханические сообщения. Однако он дорог, и прокладку самостоятельной (воздушной или кабельной) линии связи на большие расстояния производят в исключительных случаях.

Как правило, по проложенным проводам передается информация связи (телеграфные и фототелеграфные сообщения, телефонная связь,

передача данных, звуковое вещание и т. д.), а для целей телемеханики предназначается телеграфный или телефонный канал, т. е. выделяется определенная полоса частот.

При небольших скоростях передачи телемеханической или другой дискретной информации (50—75 Бод) применяют телеграфные каналы (обычно каналы тонального телеграфирования), а при скоростях до 4800 Бод требуется телефонный канал. При более высоких скоростях передачи используют телевизионные каналы.

Телемеханические сообщения можно передавать в разных диапазонах частот: тональном (300—3400 Гц), надтональном (3400—5300 Гц), высокочастотном (свыше 5300 Гц), а иногда и в подтональном (40—300 Гц).

Передачи одного или двух телемеханических сообщений можно осуществить по занятому телефонному каналу, не прерывая разговора, т. е. без выделения специальной полосы частот (упрощенное уплотнение).

Каналы связи для передачи телемеханической информации можно организовать не только по проводным линиям связи, но и по линиям электроснабжения и по радиотракту.

Независимо от типа линии связи должны быть надежны. Это значит, что они должны иметь достаточную механическую прочность (исключая радиотракт) и безотказную аппаратуру. Кроме того, помехи в линии связи не должны превышать допустимого уровня во избежание нарушения достоверности передачи.

§ 6.1. Каналы связи по физическим проводным линиям связи

Как указывалось, выделенные (физические) проводные линии связи используют для передачи многих телемеханических сообщений с помощью методов временнóго или частотного разделения сигналов (подробно они будут описаны в гл. 11). Здесь рассмотрим характеристики проводных линий связи, необходимые для понимания материала следующих глав.

Основные характеристики проводных линий связи. Проводные линии связи подразделяют на воздушные и кабельные.

В о з д у ш н ы е л и н и и с в я з и. Эти линии состоят из металлических проводов, подвешенных с помощью изоляторов и специальной арматуры на столбах. В зависимости от условий, в которых находятся подвешенные провода (гололед, ветер и т. п.), различают воздушные линии связи четырех типов: облегченного, нормального, усиленного и особо усиленного. В качестве проводов (линейной проволоки) применяют провода: стальной диаметрами 5, 4, 3, 2,5; 2; 1,5 мм; медный диаметрами 4; 3,5 и 3 мм; биметаллический сталемедный (стальной провод с медным покрытием толщиной до 0,2 мм) диаметрами 4; 3; 2; 1,6 мм; биметаллический сталеалюминиевый диаметрами 2,6—6,5 мм.

Стальная воздушная линия пропускает частоты до 30 кГц. Медная воздушная линия является лучшей по качеству: она позволяет пропускать частоты до 180 кГц. Недостатки воздушных линий связи — подверженность внешним помехам, малая надежность, большая утечка при ухудшении атмосферных условий (гроза, дождь, гололед), большие затраты материалов при сооружении и необходимость постоянного профилактического обслуживания. При сезонном изменении температуры на 80 °C активное сопротивление проводов изменяется примерно в 1,5 раза.

Кабельные линии связи. Кабель состоит из изолированных параллельных проводников, заключенных в общую влагозащитную оболочку и иногда в броневые покровы. Различают подземные, подводные и воздушные кабели. Конструктивно кабели бывают симметричными и коаксиальными. Симметричные кабели подразделяют на кабели парной и четверочной скрутки. Коаксиальный кабель состоит из круглого проводника, концентрически расположенного внутри другого полого проводника (цилиндра) так, что оси обоих проводников оказываются совмещенными. Внешний провод выполняют в виде цилиндрической оплетки из тонких медных проволочек, защищенной пластмассовой или металлической оболочкой. Кабели бывают высокочастотные (полоса частот от 0 до 10 кГц и выше) и низкочастотные (до 10 кГц). Коаксиальные кабели всегда высокочастотные; их целесообразно применять начиная с частоты 60 кГц. Полоса пропускания такого кабеля достигает нескольких мегагерц. Для телемеханики применяют в основном симметричные многожильные кабели с различной изоляцией:

трубчатой, выполненной из бумажной или пластмассовой ленты, наложенной на жилу кабеля в виде трубки;

кордельной, состоящей из корделя (нити или жгута), расположенного на жиле кабеля спирально, и накладываемой поверх корделя ленты.

Температурные колебания сопротивления у подземных кабелей значительно меньше, чем у воздушных линий. Однако кабели, обладая более тонкими жилами (не более 1,4 мм), имеют значительно бо́льшие сопротивление и коэффициент затухания. Кабели с кордельной бумажной изоляцией марок МКГ, МКБ имеют полосу частот до 108 кГц, кабели со стирофлексовой изоляцией марок МКСГ, МКСБ — до 250 кГц.

Первичные параметры проводных линий связи — погонные активное сопротивление проводов R (Ом/км), индуктивность L (Гн/км), емкость C (Ф/км) и проводимость изоляции проводов G (См·км).

Активное сопротивление определяют из выражения

$$R = R_0 + R_{п.э} + R_{бл} + R_м, \tag{6.1}$$

где R_0 — сопротивление постоянного тока; $R_{п.э}$ — сопротивление поверхностного эффекта; $R_{бл}$ — сопротивление эффекта близости; $R_м$ — сопротивление потерь в металле (в соседних кабельных цепях и свинцовой оболочке).

Для кабельной линии учитывают все четыре слагаемых в (6.1), а для воздушной — только первые два, поскольку $R_{бл}$ и $R_м$ пренебрежимо малы по сравнению с R_0 и $R_{п.э}$. Активное сопротивление постоянного тока R_0 зависит от диаметра провода, материала, температуры и способа скрутки жил (для кабеля).

Сопротивление переменному току учитывается членом $R_{п.э}$. Эффект близости, так же как и поверхностный эффект, тем сильнее, чем больше магнитная проницаемость материала, диаметр провода и частота тока. Эффект близости возникает за счет взаимного влияния рядом расположенных токонесущих проводов, так как магнитное поле каждого из двух проводов создает вихревые токи в соседнем проводе. Взаимодействие вихревых токов с основным током приводит к увеличению плотности тока на обращенных друг к другу поверхностях проводов. Сопротивление $R_{бл}$

увеличивается также при уменьшении расстояния между проводами. Сопротивление потерь в металле возникает из-за того, что вихревые токи, создаваемые внешним магнитным полем цепи, нагревают окружающие металлические части.

Индуктивность проводов L зависит главным образом от расстояния между проводами, диаметра провода (уменьшается с увеличением диаметра) и в меньшей мере — от материала провода (у стали L больше, чем у меди) и частоты тока (возрастает с увеличением частоты).

Емкость проводов C зависит от расстояния между проводами (увеличивается с уменьшением расстояния), диаметра провода и материала диэлектрика между проводами цепи. Произведение $LC=\mu\varepsilon$, где μ и ε — магнитная и диэлектрическая проницаемости. Для воздушной линии $LC=1$, для кабеля $LC=\varepsilon$.

Проводимость изоляции (утечка) зависит от типа изоляции, частоты тока (возрастает с увеличением частоты) и климатических условий. Для воздушных цепей на утечку влияют также гололед и иней.

При неизменных данных (конструкция, материал, диаметр провода), за исключением влияния климатических условий, первичные параметры линии будут неизменными для любого километра ее длины. Такую линию называют однородной. Неоднородная линия обладает различными первичными параметрами на разных участках. Первичные параметры некоторых проводных линий связи приведены в табл. 6.1.

Вторичные параметры проводных линий связи — волновое сопротивление $Z_в$ и постоянная передачи γ. Эти параметры характеризуют условия распространения электромагнитной энергии по линии связи и зависят только от первичных параметров и частоты.

В линиях небольшой протяженности значение тока практически одинаково в начале и в конце линии. Если длина проводов велика, то при высокой частоте вследствие влияния емкости по всей длине линии значение тока в начале и в конце линии различно. Падение напряжения в разных точках линии будет иметь также разное значение.

Сопротивление, которым можно заменить отрезанную часть бесконечно длинной линии так, что при этом в любых точках оставшейся линии значения тока и напряжения будут прежними, называют волновым или характеристическим сопротивлением и обозначают $Z_в$. В общем случае

$$Z_в=\sqrt{(R+j\omega L)/(G+j\omega C)}. \qquad (6.2)$$

При частотах больше 10 кГц R и G малы по сравнению с ωC и ωL, поэтому можно считать, что $Z_в=\sqrt{L/C}$.

Для медных воздушных линий связи $Z_в=600\div900$ Ом.

Сопротивление, измеренное в начале линии, называют входным сопротивлением:

$$Z_{вх}=U_{вх}/I_{вх}, \qquad (6.3)$$

где $U_{вх}$ и $I_{вх}$ — напряжение и ток на входе линии

Входное сопротивление линии зависит от волнового сопротивления, затухания линии и нагрузки в конце линии.

Входное сопротивление совпадает с волновым сопротивлением лишь тогда, когда сопротивление нагрузки $Z_н=Z_в$. Только в этом случае будет

Таблица 6.1

Первичные параметры проводных линий связи

Первичные параметры	Воздушные линии диаметром 4 мм при расстоянии между проводами 20 и 60 см			Марки кабелей		Примечания
	сталь	медь	биметалл	ТЗГ, ТЗБ (кордельные диаметром 1 мм)	ТГ, ТБ (телефонные диаметром 0,7 мм)	
R_0, Ом/км	22,0 (22,0)	2,84 (2,84)	6,4 (6,4)	47,0	96,0	Для постоянного тока
R_{800}, Ом/км	42,2 (42,2)	2,87 (2,87)	6,68 (6,68)	—	—	Для переменного тока при 800 Гц
L_0, мГн/км	8,96 (9,4)	1,94 (2,38)	1,94 (2,39)	0,7	0,6	
C_0, мкФ/км	0,0063 (0,0051)	0,0063 (0,0051)	0,0063 (0,0051)	0,034	0,04	
Сопротивление изоляции между проводами, МОм/км	25—125, но не менее двух	25—125, но не менее двух	25—125, но не менее двух	10,0	2,0	

наилучшая передача электромагнитной энергии (наибольший к.п.д. передачи), так как отсутствует отражение волн. Заметим, что это имеет очень большое значение при передаче энергии. В телемеханических системах при передаче сигналов к.п.д. может быть мал (несколько процентов), так как приемные устройства очень чувствительны, и возможности передачи определяются не абсолютным значением сигнала, а отношением сигнала к помехе. В то же время, если при передаче телемеханических сигналов линия не будет нагружена на волновое сопротивление, могут возникнуть отражения импульсов от несогласованной нагрузки и повторное поступление их на схему, что вызовет искажение передачи.

Постоянная передачи, или коэффициент распространения,

$$\gamma = \alpha + j\psi = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)}, \tag{6.4}$$

где α — коэффициент затухания, характеризующий уменьшение тока или напряжения; ψ — коэффициент сдвига фазы, определяющий изменение фазы напряжения и тока.

Затухание электромагнитной энергии в линии, нагруженной на волновое сопротивление, происходит по экспоненциальному закону: ток I_1 и напряжение U_1 в начале линии всегда больше тока I_2 и напряжения U_2 в конце линии. Поэтому $I_2=I_1e^{-\alpha l}$, $U_2=U_1e^{-\alpha l}$, где l — длина линии. Из этих соотношений вытекает, что $\alpha l=\ln\frac{U_1}{U_2}=\ln\frac{I_1}{I_2}=\frac{1}{2}\ln\frac{P_1}{P_2}$.

Если $l=1$ км, то километрическое затухание в линии, согласованной с нагрузкой,

$$\alpha=\ln\frac{U_1}{U_2}=\ln\frac{I_1}{I_2}=\frac{1}{2}\ln\frac{P_1}{P_2}. \tag{6.5}$$

Затухание выражают в неперах. Непер — натуральный логарифм отношения двух напряжений, токов или половина логарифма отношения мощностей на входе и выходе. Если линия обладает затуханием в 1 Нп, то это значит, что ток и напряжение в конце линии уменьшаются в $e=2{,}718$ раза, а мощность — в $e^2=7{,}39$ раза. При $\alpha=2$Нп отношение $U_1/U_2=e^2\approx 7{,}4$, а $P_1/P_2=e^4\approx 55$.

Затухание выражают также в децибелах:

$$\alpha=10\lg\frac{P_1}{P_2}=20\lg\frac{I_1}{I_2}=20\lg\frac{U_1}{U_2}. \tag{6.6}$$

Чтобы затухание, выраженное в неперах, перевести в децибелы, число неперов нужно умножить на коэффициент 8, 686. Для обратного перевода в неперы число децибелов умножают на коэффициент 0,1151.

Затухание зависит в основном от активного сопротивления линии. Графики рис. 6.1 иллюстрируют сказанное и одновременно подчеркивают сильную зависимость затухания воздушных линий от метеорологических условий. Стальные провода обладают в десятки раз бо́льшим коэффициентом затухания по сравнению с медными. Поэтому для увеличения дальности передачи необходимо применять провода с малым удельным сопротивлением или в линиях со стальными проводами более часто включать промежуточные усилительные станции (при передаче по стальным проводам требуется примерно в 10 раз больше усилителей, чем при передаче по медным проводам).

Из тех же графиков следует, что кабельные (медные) линии обладают бо́льшим затуханием из-за меньших диаметров жил. Однако они мало зависят от метеорологических условий. Для снижения затухания используют кабели с повышенной индуктивностью. Это достигается включением дополнительных катушек (пупинизация) либо обматыванием кабеля стальной проволокой или лентой (крарупровская обмотка). Однако одновременно со снижением затухания уменьшается и наивысшая допустимая частота спектра передаваемых сигналов.

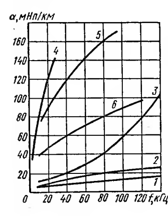


Рис. 6.1. Зависимость затухания от частоты для воздушных и кабельных линий связи

Воздушные линии с диаметром провода 4 мм и расстоянием между проводами 20 см: 1 — медная, $t=-20$ °С в сухую погоду; 2 — медная, $t=+20$ °С в сырую погоду; 3 — медная при гололеде (диаметр провода 5 мм); 4 — стальная, $t=+20$ °С в сырую погоду; кабельные линии: 5 — МКС-4×4×1,2 (диаметр жилы 1,2 мм); 6 — КМ-4×2 с шайбовой полиэтиленовой изоляцией

При расчетах каналов связи часто пользуются не абсолютными значениями мощности сигналов, выраженными в ваттах, а их относительными значениями, выраженными в логарифмических единицах — абсолютных уровнях. Под абсолютным уровнем понимают уровень (Нп), определяемый из соотношения

$$p = \frac{1}{2} \ln \frac{P}{P_0}, \tag{6.7}$$

где P — мощность передаваемого сигнала; P_0— нулевой уровень, мощность которого принята равной 1 мВт.

Абсолютный уровень может быть как положительным ($P > 1$ мВт), так и отрицательным ($P < 1$ мВт). Абсолютный уровень (Нп) можно выразить и напряжением сигнала:

$$p = \ln \frac{U}{U_0}, \tag{6.8}$$

где U_0 — напряжение нулевого уровня.

Для цепей с волновым сопротивлением 600 Ом напряжение $U_0 = 0{,}775$ В. Введено понятие тока нулевого уровня $I_0 = 1{,}29$ мА.

В табл. 6.2 даны соотношения между уровнями мощности, напряжения и тока.

Таблица 6.2

Соотношения уровней при $Z_в = 600$ Ом

Уровень, Нп	Мощность, Вт	Напряжение, В	Ток, мА
+4,0	2,98	42,3	70,4
+3,0	0,4	15,6	25,9
+2,0	0,05	5,7	9,5
+1,0	0,007	2,1	3,5
0,0	0,001	0,775	1,29
−1,0	$0{,}13 \cdot 10^{-3}$	$285 \cdot 10^{-3}$	0,48
−2,0	$0{,}02 \cdot 10^{-3}$	$105 \cdot 10^{-3}$	0,18
−3,0	$0{,}002 \cdot 10^{-3}$	$39 \cdot 10^{-3}$	0,06
−4,0	$0{,}3 \cdot 10^{-6}$	$14 \cdot 10^{-3}$	0,02

Заметим, что понятие уровня в неперах широко используют в телефонии. Так, если при нормальной громкости разговора телефонный аппарат развивает в начале линии мощность 1 мВт на сопротивлении 600 Ом, то качество слышимости оценивают как весьма отличное (при этом затухание между передающим и приемным аппаратами $\alpha = 0$ Нп). При затухании $\alpha = 1$ Нп качество слышимости считают отличным, при $\alpha = 2{,}0$ Нп — хорошим, при $\alpha = 3{,}0$ Нп — достаточным, при $\alpha = 4{,}0$ Нп — недостаточным и только при $\alpha = 5{,}0$ Нп слышимость считают неудовлетворительной.

§ 6.2. Каналы связи в выделенной полосе частот проводной линии связи

При передаче небольшого количества телемеханических сообщений на большие расстояния иногда оказывается экономически нецелесообразной прокладка отдельной линии, т. е. осуществление передачи по физическим линиям связи. Стоимость таких линий связи может значительно превышать стоимость самой системы телемеханики. В этом случае целесообразно использовать уже проложенные линии для передачи сообщений связи; телеграфа, телефона и др. На этих так называемых занятых линиях

53. M c C o n n e l R., C h e e t h a m H. — Lancet, 1952, v. 2, p. 959.
54. M a t a r a z z o F. — Lav. neuropsichiatr., 1957, v. 20, p. 259.
55. M a t a r a z z o F. — Lav. neuropsichiatr., 1957, v. 20, p. 383.
56. O l d h a m A. — J. Ment. Sci., 1955, v. 101, p. 564.
57. P o u l e i k h o f f B. — Arch. Psychiat. u Z. Neur., 1957, Bd. 195, S. 489.
58. P l e a s u r e H. — Arch. Neurol. Psychiat., 1954, v. 72, p. 313.
59. P o r o t M. — Presse Med., 1954, v. 62, p. 624.
60. F o r e i g n L e t t e r s — J. A. M. A., 1953, v. 153, p. 48.
61. R e a l e M., G a r a v e n t a A., C h i o n e M., L u p i C.—Minerva med., 1952, v. 1, № 42, p. 1099.
62. R e i l l y R., K i l l a m K., coll. — J. A. M. A., 1953, v. 152, p. 1317.
63. R u b i n B., L e e G. coll. — Amer. Rev. Tbc., 1952, v. 65, p. 392.
64. S a l z e r H., L u r i e M. — Arch. Neurol. Psychiat., 1953, v. 70, p. 317.
65. S c h a l l e k W., W a l z D. — Amer. Rev. Tbc., 1954, v. 69, p. 261.
66. S c h e i b e F. — Z. inn. Med., 1953, Bd. 8, S. 283.
67. S c h e r e r I., P e n a C., W i n n e J., Dis. nerv. syst., 1954, v. 15, p. 221.
68. S e l i k o f f I., R o b i t z e k E. — Dis. Chest., 1952, v. 21, p. 385.
69. S e l i k o f f I., R o b i t z e k E., O r n s t e i n G. — Amer. Rev. Tbc., 1953, v. 67, p. 212.
70. S o n n e c k H. — Z. Haut.-Geschl. Krankh., 1954, Bd. 17, S. 182.
71. S t a d l e r L. — Dtsch. med. Wschr., 1953, S. 612.
72. T u c z e k H., S a u p e M. — Münch med. Wschr., 1952, S. 1307.
73. V a l l a d e L., P o s t e l J., D a n i l l o n P. — Presse med., 1955, v. 63, p. 1241.
74. V y s n i a u s k a s C., B r u e k n e r H. — Amer. Rev. Tbc., 1954, v. 69, p. 759.
75. W i e d o r n W., E r v i n F. — Arch. Neurol. Psychiat., 1954, v. 72, p. 321.
76. W i l s o n W. — Dis. Nerv. Syst., 1953, v. 14, p. 278.
77. W o o d M. — Brit. J. tbc., 1955, v. 49, p. 20.
78. Z a b a d M. — Lancet, 1953, v. 1, p. 295.
79. Z i t r i n A., T h o m p s o n D. — J. A. M. A., 1956, v. 161, p. 204.

Глава 10

ПСИХИЧЕСКИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПРИ ЛЕЧЕНИИ ЦИКЛОСЕРИНОМ

Циклосерин (серомицин, оксамицин) — антибиотик, полученный в 1954 году Харнедом и Кроппом из Streptomyces orchidaceus. Его формула: $C_3H_5O_2N_2$, структура точно не установлена, предложены 2 структурные формулы:

$$\begin{array}{ccc} CH_2-CH-NH_2 & & CH_2-CH-NH_2 \\ | \qquad\quad | & & | \qquad\quad | \\ O \qquad C{=}O & \text{и} & O \qquad C-OH \\ \searrow N \swarrow & & \searrow N \nearrow\!\!\!\!= \\ H & & \end{array}$$

Применяется для лечения туберкулеза, суточная доза — до 1 г. Психические нарушения при лечении циклосерином наблюдаются довольно часто. Цифры, приводимые различными исследователями, колеблются в весьма значительных пределах: от 5—10% до 50% и более. Эти различия зависят от того, что одни и те же симптомы включаются в число осложнений не всеми авторами, однако даже и «низкая» цифра — 5—10% всех больных достаточно велика.

Острые отравления циклосерином, как и случаи злоупотребления, не описаны, психические нарушения возникают, таким образом, при применении терапевтических доз циклосерина, назначенных врачом.

Обычно различают легкие и тяжелые психические нарушения, хотя такое деление сопряжено с известными трудностями, так как вопрос о том, какие нарушения отнести к более легким, а какие — к серьезным или тяжелым различными исследователями, решается различно.

К легким нарушениям относятся головные боли, головокружения, снижение аппетита, расстройства сна — как в виде бессонницы, порой с кошмарными сновидениями, сомнамбулиз-

мом, так и повышенная сонливость, усиление или ослабление полового влечения, вплоть до импотенции, парестезии, различные расстройства настроения — нервность, раздражительность, чувство внутреннего беспокойства, некоторая подавленность настроения или его повышение с расторможенностью, напоминающее состояния опьянения, рассеянность и забывчивость.

Чаще всего наблюдаются состояния возбуждения разной степени выраженности и с различной окраской эмоций. Эти состояния нередко напоминают маниакальные. Настроение таких больных повышается, они становятся более подвижными, деятельными, многоречивыми, болтливыми, отвлекаемыми, ощущают, что течение мысли облегчается, им легче выразить свои мысли, установить связь между идеями. При этом может ослабляться контроль больных над своими действиями и поступками, растормаживаются влечения. У части больных развивается выраженное маниакальное состояние с переоценкой собственной личности — вплоть до бредовых идей величия. Так у больного, описанного Бланком и сотр., после $1^1/_2$ месяцев лечения циклосерином (суточная доза 0,5—1 *г*, всего получил 40 *г*) появилось повышенное настроение, двигательное и речевое возбуждение, отвлекаемость, гиперсексуальность. Все время находился в движении, не обнаруживал признаков усталости. Высказывал бредовые идеи величия — называл себя богом, утверждал, что обладает необычайной мышечной и половой силой. Неврологических изменений не было, соматическое состояние оставалось таким же, как и до назначения циклосерина (больной страдал туберкулезом легких). После отмены циклосерина и назначения хлорпромазина быстро поправился — психоз длился в общей сложности 8 суток. Во время психоза больной не обнаруживал признаков нарушения сознания, по выздоровлении сохранял ясное воспоминание о своем поведении во время болезни, оценивал его критически.

Повышенное настроение может сочетаться с раздражительностью, гневливостью — в этих случаях состояние напоминает гневную манию больных с циркулярным психозом.

Нередки также картины речедвигательного возбуждения с преобладанием чувства тревоги, страха, тоскливости; могут наблюдаться и картины «невротического возбуждения» с театральным поведением, слезами или громкими рыданиями, обмороками. Такие состояния могут чередоваться с гипоманиакальными состояниями, причем смена эта может происходить очень быстро — через несколько дней или даже на протяжении одного дня. Хотя депрессивные состояния встречаются реже, чем маниакальные, они могут также быть значительно выраженными и вести к суицидальным попыткам, которые облег-

чаются тем, что двигательная заторможенность в этих случаях обычно отсутствует и преобладает картина тоскливого возбуждения.

Вообще у больных, получающих циклосерин, могут сочетаться симптомы противоположного характера: сонливость с бессонницей, астения с злобностью, тоскливое настроение — с агрессивностью по отношению к окружающим.

Помимо синдромов, характеризующихся преимущественно эмоциональными и двигательными нарушениями циклосерин может вызывать и обратимые нарушения памяти. Больные становятся забывчивыми, во время разговора с трудом выражают свою мысль, так как не могут припомнить нужные слова, при чтении, дойдя до конца страницы, забывают ее начало и поэтому оказываются не в состоянии пересказать содержание прочитанного, теряют вещи, обнаруживают выпадение из памяти ряда событий, предшествовавших началу заболевания (ретроградная амнезия). Бенуа наблюдал такие нарушения памяти у 15 из 89 больных, лечившихся циклосерином. Трудно сказать, в какой мере эти изменения обусловлены собственно расстройством памяти и в какой нарушениями внимания, так как память и внимание тесно связаны друг с другом. После отмены циклосерина память восстанавливается, но этот процесс может быть очень медленным, затягиваясь до нескольких месяцев.

Лечение циклосерином нередко вызывает и ряд пароксизмальных нарушений, сходных с пароксизмами у больных эпилепсией. Эти пароксизмальные нарушения весьма разнообразны. Могут наблюдаться малые припадки, типа абсансов, когда больной внезапно останавливается посреди разговора или не заканчивает начатый жест, а через несколько секунд продолжает прерванную деятельность, не сохраняя никакого воспоминания о происшедшем. Чаще припадки носят генерализованный характер, сопровождаясь потерей сознания, тоническими и клоническими судорогами, прикусом языка, непроизвольным мочеиспусканием и т. д. На ЭЭГ во время припадков появляются характерные для эпилепсии судорожные разряды. После припадков могут наблюдаться состояния неясного сознания, афазия, апраксия, жаргонафазия, сохраняющиеся до нескольких дней. Возможно развитие серий судорожных припадков или эпилептического статуса, описаны случаи со смертельным исходом. Кроме генерализованных припадков циклосерин может вызывать парциальные (Джексоновские) припадки, а также сумеречные состояния сознания с нарушениями ориентировки, иллюзиями, галлюцинациями, страхом, двигательным возбуждением.

У ряда больных, лечащихся циклосерином, развитию при-

падков предшествуют непроизвольные судорожные подергивания отдельных мышц или групп мышц, общий тремор. Эти подергивания чаще возникают по утрам или перед едой, что наводит на мысль о роли гипогликемии. В пользу этого предположения говорит и то, что миоклонии могут быть устранены введением сахара. Однако и назначение противосудорожных средств может купировать эти состояния. Другим вариантом продрома эпилептиформных припадков являются головные боли, вялость, нарушения зрения, обмороки.

Отмена лечения циклосерином и назначение противосудорожных средств предотвращает появление припадков у этих больных — впрочем, у части больных, несмотря на появление миоклоний и продолжение лечения, генерализованные припадки не развиваются. С другой стороны, возобновление лечения циклосерином может вести и к возобновлению припадков, даже если доза циклосерина меньше, чем та, которая впервые вызвала припадок.

Интересно, что Смольникова и Кивман в экспериментах на мышах обнаружили частичный антагонизм циклосерина по отношению к судорогам, вызываемым стрихнином и коразолом. Это еще раз показывает, с какой осторожностью следует переносить в клинику данные, полученные в экспериментах на животных.

Значительно реже, чем при применении других лекарственных средств, в частности изониазида, вызывает циклосерин синдромы нарушенного сознания. Однако картины делирия и онейроида могут возникать во время лечения циклосерином и в этих случаях не обнаруживают существенных отличий от сходных состояний, вызываемых другими интоксикациями, в том числе и лекарствами. В частности, некоторые авторы отмечают значительное сходство этих психозов с психическими нарушениями, возникающими после приема так называемых психотомиметиков — мескалина, диэтиламида лизергиновой кислоты.

Наиболее редкими вариантами психозов, вызываемых циклосерином, являются деперсонализационный и кататонический синдромы (ступор и возбуждение), галлюцинаторно-параноидные и параноидные синдромы — с бредовыми идеями отношения, преследования, ревности, протекающие на фоне ясного сознания и обнаруживающие иногда сходство с шизофренией, особенно если к галлюцинациям и бредовым идеям присоединяются эмоциональные нарушения в виде вялости, неадекватности эмоций и т. п.

Соматических изменений, которые были бы непосредственно связаны с действием циклосерина, выявить не удалось. Изменения соматического статуса обусловлены основным забо-

леванием — туберкулезом — и обычно не подвергаются значительным изменениям в период появления психических нарушений.

Неврологические симптомы также весьма незначительны, помимо уже упоминавшихся судорожных подергиваний мышц может наблюдаться оживление сухожильных и периостальных рефлексов, более грубые изменения обычно отсутствуют.

Значительное внимание уделялось изучению влияния циклосерина на электроэнцефалограмму. Циклосерин нередко вызывает замедление α-ритма, эпизодическое появление изолированных или генерализованных медленных ритмов на ЭЭГ, но вместе с тем у больных, обнаруживавших патологические изменения на исходной ЭЭГ, может во время лечения циклосерином происходить нормализация ЭЭГ. Электроэнцефалографические изменения во время лечения циклосерином могут быть преходящими, исчезая несмотря на продолжение лечения, но могут и оставаться длительно в течение всего срока лечения или обнаруживать тенденцию к нарастанию. Однако не удалось установить никакой зависимости между появлением патологических сдвигов на ЭЭГ и психическими нарушениями. Эти последние могут появляться у больных, ЭЭГ которых остается нормальной, и, напротив, отсутствовать у больных, у которых циклосерин вызвал значительные изменения ЭЭГ. Лишь у больных с судорожными припадками в период развития припадков появляются, как отмечено выше, судорожные потенциалы на ЭЭГ, однако предсказать появление припадков по изменениям ЭЭГ не удается. Припадки могут отсутствовать у лиц, обнаруживающих характерные для эпилепсии изменения на исходной ЭЭГ. Не дало никакого результата и сопоставление характера исходных ЭЭГ (до начала лечения циклосерином) с частотой появления у больных психических нарушений и их тяжести. И здесь психические изменения могут появляться у больных с нормальной ЭЭГ и отсутствовать у больных с патологической исходной ЭЭГ. При этом не удается не только предвидеть развитие психоза у каждого отдельного больного, но и установить какую-либо статистически достоверную вероятность развития психозов.

Течение циклосериновых психозов обычно благоприятное— с отменой лечения припадки прекращаются, психические нарушения быстро исчезают, хотя могут возобновиться с возобновлением лечения. Более редки затяжные психозы, продолжающиеся и после отмены циклосерина и затягивающиеся на несколько недель или месяцев. Однако и в этих случаях психоз, как правило, заканчивается выздоровлением. Явления абстиненции после отмены циклосерина не развиваются.

Как и при ряде других лекарственных психозов не удалось

установить зависимости между психозом с одной стороны и дозой и продолжительностью лечения циклосерином с другой Правда, чем выше суточная доза, тем с большей частотой появляются и психические нарушения, а снижение дозы может вести к их исчезновениям, но это соответствие имеет лишь статистическое значение, так как у части больных изменения психики появляются и при применении небольших доз циклосерина.

Не дало результата и определение содержания циклосерина в крови — у больных как с судорожными припадками, так и психозами оно остается таким же, как у больных, перенесших лечение без осложнений. То же самое относится и к длительности лечения — психические изменения резко появляются уже в первые дни лечения, чаще развиваются в первые месяцы и снова реже — в более поздние сроки, однако у каждого отдельного больного психоз может начаться в любой срок— начиная с первых дней лечения и кончая поздним сроком — через 6—12 месяцев и более. Не установлена и роль добавления к циклосерину других противотуберкулезных медикаментов, в частности, изониазида, ПАСКА, стрептомицина. Каждое из этих лекарств, и прежде всего изониазид, может само вызывать психические нарушения, в этих случаях установить, какое лекарство явилось причиной психоза, невозможно. Однако психические изменения часто возникают и у больных, получающих только циклосерин.

Не играют также роли тяжесть, длительность и особенности лечения самого туберкулезного процесса, возраст и пол больных. Правда, некоторые авторы (Дюмэн, Наке) находили, что психические нарушения чаще наблюдаются у женщин, но другие напротив, находили, что чаще эти осложнения развиваются у мужчин.

Отсутствие постоянной зависимости между психическими нарушениями и дозой, продолжительностью лечения, тяжестью основного заболевания, естественно, как и при других лекарственных психозах, заставило обратить внимание на личность самих больных и попытаться объяснить различие в реакциях больных на циклосерин особой чувствительностью к нему. Однако и эти попытки не дали определенных результатов. Правда, нередко удавалось выявить у больных, давших психические нарушения во время лечения циклосерином, наследственную отягощенность нервными и психическими заболеваниями, наличие в прошлом психических заболеваний или судорожных припадков у самих больных, различные особенности характера — повышенную эмоциональную неустойчивость, раздражительность, астенический склад личности, хронический алкоголизм и т. п. Был сделан даже вывод, что циклосерин не

вызывает психозов, а лишь выявляет или обостряет характерологические особенности личности или провоцирует латентный психоз (или ведет к рецидиву психоза). В большинстве случаев эти выводы были сделаны только на основании изучения тех больных, у которых циклосерин вызвал психические нарушения, без сопоставления их с контрольными группами больных, которые не дали осложнений во время лечения. Такие выводы малодостоверны. К тому же часть больных, не обнаруживших никаких особенностей как в личности и семейном анамнезе, так и при обследовании их перед началом лечения, не злоупотребляющих алкоголем и другими наркотиками, тем не менее оказались невыносливыми к циклосерину. То же самое относится и к психотравмирующим факторам: неблагоприятной семейной обстановки, материальным трудностям, реакции больных на заболевание туберкулезом, которое само может явиться психической травмой.

Таким образом, роль особенностей личности до настоящего времени остается не выясненной, хотя общее положение о роли индивидуальной чувствительности не вызывает сомнений. Об этом говорят, в частности, наблюдения, когда реакция психически здоровых людей на прием циклосерина была более интенсивной, чем реакция больных эпилепсией, различия в характере психических изменений у больных с различным складом характера — преобладание тревоги и страха у лиц астенического склада и редкость ее у стеничных людей (впрочем, не все авторы наблюдали связь между особенностями личности и характером психических изменений). Следует подчеркнуть, что как видно из приведенного выше наблюдения над здоровыми людьми и больными эпилепсией, наличие нервного или психического заболевания не обязательно делает больных более чувствительными к действию циклосерина, возможен и обратный эффект. Напомним, например, хорошо известный факт снижения реактивности на различные вредности у больных шизофренией.

Можно предположить, что оба ряда факторов — доза циклосерина и чувствительность к нему — приводят к психическим нарушениям при определенном их соотношении — что у больных с повышенной чувствительностью изменения психики могут развиваться и после кратковременного приема небольших доз и наоборот. Однако нам не удалось найти работ, в которых проводилось бы такое сопоставление. Часть больных переносит большие дозы циклосерина в течение длительного времени без каких бы то ни было осложнений, однако вполне вероятно, что превышение терапевтических доз могло бы вызвать психозы у этих больных.

Вопрос о механизме возникновения циклосериновых пси-

хозов остается до настоящего времени невыясненным. Большинство авторов склоняется к предположению о непосредственном токсическом действии циклосерина на центральную нервную систему, ссылаясь на большую частоту осложнений при применении более высоких доз циклосерина. Высказывалось предположение о роли аллергии, в пользу которой говорит то, что в большинстве случаев нарушения психики появляются не ранее, чем на 10—12-й день лечения. Обе эти гипотезы не доказаны.

Не доказано и предположение, что циклосерин вызывает массовое разрушение Коховских палочек, что ведет к высвобождению большого количества токсинов. Против этой гипотезы говорит то, что циклосерин вызывает нервно-психические нарушения с такой же частотой у больных, не страдающих туберкулезом. Лечение психических нарушений, вызываемых циклосерином, симптоматическое. Для предотвращения судорожных припадков циклосерин с начала лечения комбинируют с дачей противосудорожных средств. Такой метод препятствует возникновению припадков, но неэффективен в отношении других типов психических нарушений. Припадки удается предотвратить и сочетанием циклосерина с придоксином (витамин B_6). Те же средства назначают и при уже развившихся судорожных припадках. Если припадки успешно прекращены, возможно продолжение лечения циклосерином в комбинации с противосудорожными средствами.

При состояниях возбуждения назначают нейролептические средства, обычно производные фенотиазина. И в этих случаях можно в дальнейшем продолжать лечение, сочетая циклосерин в комбинации с противосудорожными средствами.

При состояниях возбуждения назначают нейролептические средства, обычно производные фенотиазина. И в этих случаях можно в дальнейшем продолжать лечение, сочетая циклосерин с нейролептиками.

Несмотря на то, что значение характерологических нарушений, хронического алкоголизма и перенесенных в прошлом психозов до настоящего времени не доказано, рекомендуется воздерживаться от назначения циклосерина этим категориям больных.

При возникновении психозов следует сразу же прервать лечение, в большинстве случаев этого достаточно для купирования психических нарушений. При затяжных психозах назначают обычное лечение: седативные и нейролептические препараты.

Попытки лечения психических заболеваний циклосерином — немногочисленны, не дали положительных результатов и вряд

ли оправданы, так как у психически больных, страдающих туберкулезом, назначение циклосерина нередко ухудшает психическое состояние.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бейлин И. Б. — Клин. мед., 1958, № 12, стр. 21.
2. Смольникова Н. М., Кивман Г. Я. — Фармакол. токсикол., 1961, т. 24, стр. 592.
3. Andoye H. — Presse med., 1957, v. 66, p. 1765.
4. Benoit G. — Ann. med. psychol., 1959, v. 11, p. 343.
5. Bernon A., Goyer R., Marecàux L., Tricoire J., Besnard C. — Rev. Tbc, 1957, v. 21, p. 1171.
6. Blanc M., Loiseau P., Mèriaux J., Michelet X. — Encéphale, 1957, v. 46, p. 46.
7. Breton A., Tacquet A., Gaudier, Beaussart M. — Arch. franc. pédiat., 1956, v. 13, p. 1004.
8. Colombi G., Casati G., Cazzaniga G. — Giorn. ital. tuberc. 1957, p. 11, p. 379.
9. Constantinescu G., Cristea M., Vrabie E. — Neurol Psychiat., 1960, v. 13, p. 607.
10. Crane G. — Amer. J. Psychiat., 1959, v. 115, p. 1025.
11. Crane G. — Zbl. Neur., 1962, v. 166, p. 143.
12. De Bernart E., Floris V., Nannarelli V. — Osped. Psichiat. 1957, v. 25, p. 440.
13. Dumon G. — Presse med., 1957, v. 66, p. 1765.
14. Dumon G., Taranger J., Garbiel M. — Revue de la Tuberculose, 1957, v. 21, p. 1225.
15. Epstein I., Nair K., Boyd L. — Antibiotic medicine, 1955, v. 1, p. 80.
16. Guyotat J., Routier S. — Sem. Hop., 1957, № 24, p. 543.
17. Jolivet — Neuville G., Dreyfus-Brisac C. — Rev. Neurol., 1957, v. 96, p. 565.
18. Kendig I., Charen S., Lépine L.-C. — Amer. Rev. Tbc., 1956, v. 73, p. 438.
19. Kirshner J. — Antibiotics Annual, 1957—1958, p. 627.
20. Levi-Valensi A., Porot M., Léonardon P., Dalet R., et coll Ann. Med. psychol., 1957, v. 2, p. 899.
21. Levi-Valensi A., Porot M., Léonardon P. et coll. — Presse med., 1958, v. 66, p. 849.
22. Lewis W., Calden G., Thurston J. coll. — Dis. Chest., 1957, v. 32, p. 172.
23. Martin-Lalande J., Lo J., Yalcin M. — Le Poumon et le Coeur, 1957, v. 13, p. 339.
24. Meyer L., Reyss-Brion, Durand M. — Presse med., 1957, v. 66, p. 1766.
25. Modonesi C. — Neuropsichiatria, 1958, v. 14, p. 323.
26. Naquet R., Resende J., Bronillet F., coll. — Ann. méd. psychol., 1958, v. 116, p. 462.
27. Nayras P., Beaussart M., Gaudier B. et coll. — Rev. Neurol., 1957, v. 96. p. 563.
28. Pilot study on cycloserine — Amer. Rev. tbc., 1956, v. 74, p. 196.
29. Poulet J., Gubler J. — Rev. de la Tuberc., 1957, v. 21, p. 1181.
30. Ravina A. — Presse Med., 1955, v. 63, p. 532.
31. Ravina A. — Presse Med., 1955, v. 63, p. 862.
32. Ravina A., Pestel M. — Presse Med., 1956, v. 64, p. 1241.

33. Ravina A., Pestel M. — Presse Med., 1955, v. 63, p. 1637.
34. Simonin P., de Ren G., Grilliat J.-P. — Rev. médicale (Nancy), 1957, v. 82, p. 631.
35. Storey P., Duvall R., McLean R. — Antibiot. Med. Clin. Ther., 1956, v. 3, p. 258.
36. Tardieu P.. Ronillard M., Labéguerie M. et coll. — Rev. Tuberc., 1957, v. 21, p. 1249.
37. Trillat E., Migneu S.-Cl., Richet L. — Ann. med. psychol., 1959, v. 117, p. 374.
38. Vallade L., Hugonenq H., Jude J.-P. — Presse med., 1959, v. 67, p. 138.
39. Vallade L., Voisin R., Hugenenq H., Jude J.-P. et coll. — Ann. méd. psychol., 1957, v. 115, p. 343.
40. Vèran P., Meigneteau Ch., Trichereau R. et coll. — Rev. Tuberc., 1957, v. 21, p. 1161.
41. Veran P., Moigneteau Ch., Tricherau R. et coll. — Presse Med., 1958, v. 66, p. 393.
42. Warnery M. — Presse med., 1957, v. 66, p. 1766.
43. Warnery M., Brin, coll. — Rev. Tuberc., 1957, v. 21, p. 1244.
44. Weill G., Accard R. — Rev. Tuberc., 1958, v. 22, p. 266.
45. Zito M., Monaco P. — Acta Neurol., 1960, v. 15, p. 585.
46. Zito M., Monaco P. — Acta Neurol., 1960, v. 15, p. 618.

Глава 11

ИПРОНИАЗИД (ИПРАЗИД) И ДРУГИЕ ИНГИБИТОРЫ МОНОАМИНОКСИДАЗЫ

Ипрониазид (ипразид, марсилид) — синтетический препарат, близкий по строению к изониазиду, представляет собой изоникотинил-изопропилгидразид. Его химическая формула:

$$N\langle\bigcirc\rangle-\overset{\overset{O}{\|}}{C}-NH-NH-CH\begin{matrix}\diagup CH_3\\ \diagdown CH_3\end{matrix}$$

Препарат был предложен для лечения туберкулеза в 1952 г. и вскоре же появились описания вызываемых им психических нарушений. Ввиду значительно большей, — по сравнению с изониазидом, — токсичности ипрониазид вскоре почти совершенно перестал применяться для лечения туберкулеза, однако его способность изменять психическое состояние больных привела к попыткам лечения ипрониазидом психических заболеваний, в первую очередь, депрессивных состояний.

Ипрониазид, в отличие от изониазида, блокирует моноаминоксидазу и таким образом увеличивает содержание в организме, в частности, в головном мозгу, моноаминов, — катехоламинов и серотонина.

Ряд веществ, отличающихся от ипрониазида по химическому строению, но также тормозящих моноаминоксидазу, оказался сходным с ипрониазидом как по характеру вызываемых ими нарушений психики, так и по действию на психически больных. Поэтому мы приводим общее описание психических нарушений и терапевтического применения этой группы лекарств, известных под общим названием ингибиторов моноаминоксидазы (МАО).

Количество этих препаратов весьма велико и продолжает

возрастать В настоящее время за рубежом наибольшее распространение получили, помимо ипрониазида фенелзин (нардил), изокарбоксазид (марплан), ниамид (ниаламид), а в последние годы также серинизопропил-гидразин.

$$C_6H_5-CH_2-CH_2-NH-NH_2 \cdot H_2SO_4$$

фенелзин (нардил)

$$\begin{array}{l} O \\ \| \\ C-NH-NH-CH_2-C_6H_5 \\ | \\ C=N \\ | \quad\ \ | \\ HC \quad O \\ \ \ \searrow \swarrow \\ \quad C \\ \quad | \\ \quad CH_3 \end{array}$$

изокарбоксазид (марплан)

$$C_6H_5-CH_2-NH-\overset{\displaystyle O}{\overset{\|}{C}}-CH_2-CH_2-NH-NH-\underset{\displaystyle \searrow O}{\overset{C_6H_5}{C}}$$

ниамид (ниаламид)

$$HO-CH_2-\underset{\displaystyle NH_2 \cdot HCl}{\underset{|}{CH}}-CO-NH-NH-CH\begin{array}{l} \nearrow CH_3 \\ \searrow CH_3 \end{array}$$

d, l-серинизопропилгидразин

Острое отравление ингибиторами МАО наблюдается сравнительно редко — либо как следствие случайной передозировки, либо как результат попытки к самоубийству. Такие попытки могут совершать депрессивные больные, которым лечение ингибиторами МАО назначено амбулаторно, — обычно при этом речь идет о больных, которым удалось скрыть от врача мысли о самоубийстве.

При остром отравлении большими дозами ингибиторов МАО вслед за общей слабостью, головокружениями, атаксией, смазанной речью, клоническими подергиваниями мышц разви-

ваются коматозные состояния или судорожные припадки (типа генерализованных эпилептиформных припадков) с последующей комой. По выходе из комы может некоторое время сохраняться состояние оглушения. В некоторых случаях кома не наступает и начальные симптомы отравления сменяются делириозным синдромом.

Так больная, описанная Бенбоу и Сьюпером, после однократного приема 40 таблеток нардила (600 *мг*; в 2 предыдущих дня эта больная принимала терапевтические дозы нардила, назначенные ей врачом, — 45 и 60 *мг* в день) развилась атаксия, бессвязность речи, больная производила впечатление пьяной. Затем появились быстро нараставшие дезориентировка во времени и в окружающем, двигательное возбуждение с несколько повышенным настроением, галлюцинации зрения и слуха, отрывочные бредовые идеи. При обследовании отмечены повышение артериального давления с 120/70 до 170/120, тахикардия, учащение дыхания, повышение температуры, расширение зрачков, сухожильная гиперрефлексия, подергивания отдельных мышц. Психоз длился 5 дней и закончился выздоровлением.

Отметим, что эта больная страдала шизофренией, по поводу которой 8 раз стационировалась в психиатрические больницы. Несмотря на это картина делирия у нее не отличалась от делирия, возникающего у психически здоровых лиц. Подобные примеры мы приводили и в разделах, посвященных отравлениям другими лекарствами.

В некоторых случаях, несмотря на прием больших доз ингибиторов МАО, помрачение сознания не наступает, но почти сразу — приступообразно — депрессия, приведшая к суицидальной попытке, исчезает, сменяясь эйфорией.

Психические нарушения при острых отравлениях ингибиторами МАО непродолжительны, обычно уже в течение нескольких дней заканчиваются полным выздоровлением.

Значительно чаще, чем при острых отравлениях, наблюдаются психические нарушения у больных, принимающих лечебные дозы ингибиторов МАО. (Разумеется, это объясняется лишь редкостью острых отравлений, а не большей опасностью лечения терапевтическими дозами). Частота таких нарушений оценивается по разному, от 3% до 20% и более к числу лечащихся больных (преимущественно туберкулезом), что зависит, по-видимому, как от контингента больных, так и от того, какие изменения психики принимаются во внимание различными авторами.

У соматически больных, получающих ипрониазид (остальные ингибиторы МАО применяются преимущественно при психических заболеваниях), нередко появляется повышенное на-

строение, чувство благополучия, не связанное с улучшением их состояния, часто сочетающееся с чрезмерной возбудимостью и раздражительностью. Больные становятся подвижными, шумливыми, повышенно деятельными, не испытывая при этом чувства усталости, усиливаются влечения, прежде всего, половое и пищевое, ослабляется чувство самоконтроля. Это может вести к конфликтам с окружающими вплоть до агрессивных действий, импульсивности. Расстраивается сон. Нарастание веса обусловлено повышением аппетита и, как и повышенное настроение, не свидетельствует об улучшении соматического состояния больных.

Эйфоризирующее действие ипрониазида подтверждено и экспериментами на здоровых испытуемых, большинство которых отмечало появление эйфории после однократного или кратковременного приема ипрониазида.

Иногда развивается типичное гипоманиакальное или маниакальное состояние с эйфорией, речевым и двигательным возбуждением, облегчением течения мыслей, переоценкой собственных сил и возможностей, неутомимостью, отсутствием потребности во сне, расторможением влечений. Неврологически обычно отмечают повышение сухожильных и периостальных рефлексов, мидриаз, запоры, иногда тремор, непроизвольные мышечные подергивания, задержка мочи, затруднение оргазма, однако эти симптомы симпатотонии обычно сопровождаются не подъемом, а снижением артериального давления.

Эйфория и усиление активности могут у части больных чередоваться с подавленным настроением, апатией, вялостью. У некоторых больных эйфория отсутствует, они подавлены, вялы, малоподвижны, много спят, жалуются на слабость, высказывают ряд ипохондрических жалоб. В этих случаях картина сходна с депрессивными состояниями различного генеза, особенно если к подавленному настроению и заторможенности присоединяются бредовые идеи самообвинения и отношения.

Таким образом, ипрониазид и другие ингибиторы МАО могут вызывать как маниакальный, так и (реже) депрессивный синдром, а также их чередование.

Могут наблюдаться — хотя значительно реже, чем эмоциональные синдромы, — также синдромы расстройства сознания (типа делирия), острые параноиды, протекающие на фоне ясного сознания, появление слуховых и зрительных галлюцинаций и, наконец, — судорожные эпилептиформные припадки, которым иногда предшествует аура. Судорожные припадки могут следовать за маниакальным или депрессивным состоянием.

У некоторых больных во время лечения ингибиторами МАО развивается картина, сходная с Корсаковским синдромом. Они

19. В каких диапазонах радиосвязь наиболее надежна?
20. Опишите принцип передачи по радиорелейным линиям связи.
21. Какую вы знаете аппаратуру для РРЛ?
22. Как осуществляется тропосферная связь?
23. Опишите принцип радиосвязи с использованием спутников.
24. Когда целесообразно применять спутниковую связь?
25. Опишите принцип оптической связи.
26. Что такое регенератор?
27. Как устроен световод?
28. Укажите разницу между одномодовыми и многомодовыми световодами.
29. На каких расстояниях устанавливают усилители на медных кабелях и регенераторы на световодах?
30. В чем преимущества оптической связи по сравнению с другими видами связи?

Часть вторая
Элементы и узлы систем телемеханики

Глава 7. Элементы, используемые в телемеханике

Любая система или устройство автоматики и телемеханики выполняется из целого ряда узлов, блоков и субблоков, собираемых из элементов.

Элемент преобразует воздействие, которое он получил от предыдущего элемента или узла, и передает его последующему элементу или узлу. Если для такого преобразования на элемент подается дополнительная энергия, то при определенных условиях он может осуществить и усиление поданного воздействия.

К элементам можно отнести электронные лампы, электромагнитные реле, полупроводниковые приборы (диоды, транзисторы, интегральные микросхемы), магнитные элементы, лампы тлеющего разряда, катушки индуктивности, конденсаторы, резисторы. Такие элементы, как резисторы, катушки индуктивности, конденсаторы, входят в состав любой телемеханической схемы. Однако ее отличительной особенностью является использование лишь основных элементов — полупроводниковых приборов, электронных ламп и др. Поэтому и говорят: схема на транзисторах, релейная схема и т. п.

§ 7.1. Обзор элементов, используемых в телемеханике

Классификация элементов. Все основные элементы можно подразделить на три большие группы: 1) бесконтактные элементы; 2) контактные элементы (электромагнитные реле); 3) элементы с нитью накала (электронные, осветительные и др., которые также являются бесконтактными, но обычно выделяются в отдельную группу).

В контактных элементах имеются подвижные части и размыкаемые контакты, а в лампах — нити накала, которые быстро изнашиваются и выходят из строя. В бесконтактных элементах подвижные части и нити накала отсутствуют, вследствие чего их срок службы значительно больше по сравнению с контактными элементами и лампами с нитью накала.

К бесконтактным элементам следует отнести полупроводниковые приборы, тиратроны тлеющего разряда и ферромагнитные элементы. Кроме большого срока службы они требуют меньшего ухода в процессе эксплуатации, лучше переносят вибрацию и тряску, могут работать во влажных, запыленных и агрессивных средах, потребляют меньше энергии.

В телемеханике бесконтактные элементы полностью заменили электронные лампы, но окончательно вытеснить контактные элементы не смогли. Дело в том, что не всегда целесообразно усложнять схему и заменять исполнительные электромагнитные реле в устройствах телемеханики, например, тиристорами, если они включаются несколько раз в час, а иногда и значительно реже, тем более что срок службы реле определяется миллионами включений и совершенствование их продолжается.

Применение бесконтактных элементов в телемеханике также подверглось значительной эволюции. В 40-х годах устройства телемеханики выпускались на электромагнитных реле и электронных лампах. В 50-х и 60-х годах в телемеханике нашли применение магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса и транзисторы. В 70-х годах телемеханическая аппаратура изготовлялась на транзисторах и интегральных микросхемах, которые продолжают совершенствоваться и сейчас являются основной элементной базой устройств телемеханики.

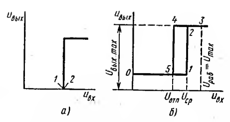


Рис. 7.1. Теоретическая *(а)* и реальная *(б)* релейные характеристики

Элементы релейного действия, в которых происходит скачкообразное изменение выходной величины при достижении определенного значения входной величиной, широко применяются в телемеханике (рис. 7.1,*а*). Увеличение входной величины до определенного предела не дает изменения выходной величины, значение которой в этот момент минимально или равно нулю. Однако в какой-то момент незначительное приращение входной величины от точки *1* к точке *2* вызывает резкий скачок выходной величины, достигающей максимального значения, условно обозначаемого как 1. Релейной характеристикой, в которой выходная величина имеет только два значения (0 или 1), обладает целый ряд элементов и устройств (контактных или бесконтактных), например электромагнитные реле, магнитные элементы с прямоугольной петлей гистерезиса, триггеры, которые широко применяются в автоматике и телемеханике.

На рис. 7.1,*б* представлена близкая к реальной характеристика бесконтактного устройства релейного действия. Срабатывание устройства происходит при $U_{ср}$, и выходная величина достигает максимального значения, которое при дальнейшем возрастании входной величины остается постоянным. Таким образом, при возрастании входной величины выходная изменяется по ломаной *0-5-1-2-3*. При обратном уменьшении входной величины до напряжения отпускания $U_{отп}$ выходная величина изменяется по ломаной *3-2-4-5-0*.

Это запаздывание изменения выходной величины по отношению к входной называют гистерезисом, а отношение $U_{отп}/U_{ср}=K_{ср}$ — коэффициентом возврата реле.

В связи с тем что логическая часть системы телемеханики выполняется на интегральных микросхемах, а в качестве исполнительных элементов используются электромагнитные реле, в § 7.2 и 7.3 кратко остановимся лишь на этих двух типах элементов.

§ 7.2. Электромагнитные реле

В сильнейшей конкуренции с другими бесконтактными элементами релейно-контактные элементы отстояли свое право на использование их в системах телемеханики в отличие от электронных ламп и магнитных элементов. Этому способствовали некоторые специфические свойства ре-

лейно-контактных элементов, а именно: 1) практически полное отсутствие гальванической связи между входными и выходными цепями (этим свойством обладают и оптроны); 2) малые потери мощности в контактном переходе; 3) большое отношение сопротивлений контакта в разомкнутом и замкнутом состояниях, независимость от воздействия электрических и магнитных полей; 4) нечувствительность к температурным перегрузкам, и др. [7]. Эти свойства и позволили использовать контактные реле в исполнительных цепях систем телемеханики для включения контакторов и других выходных устройств.

Основными типами контактных реле в телемеханике являются электромагнитные реле постоянного тока: РЭС — реле электромагнитное слаботочное и РЭН — реле электромагнитное нейтральное (нейтральное означает, что реле срабатывает от любой полярности тока).

В табл. 7.1 приведены технические характеристики некоторых реле указанных типов. Во втором столбце буква «п» означает переключающий контакт или группу.

В исполнительных цепях систем телемеханики используются реле типа РЭН, как более мощные.

§ 7.3. Интегральные микросхемы

В интегральных микросхемах ряд функций объединяется (интегрируется) в одном устройстве, представляющем собой как бы один элемент, тогда как в обычных (дискретных) электронных схемах один элемент выполняет одну функцию.

Согласно ГОСТ 17021—75, интегральная микросхема — это микроэлектронное изделие, выполняющее определенную функцию преобразования, обработки сигнала, накапливания информации и имеющее высокую плотность упаковки электрически соединенных элементов. Таким образом, интегральными микросхемами (ИМС) называют совокупность электроэлементов — транзисторов, диодов (активные элементы), резисторов, конденсаторов (пассивные элементы) и соединительных проводников, электрически связанных между собой и заключенных в общий корпус.

В зависимости от технологии изготовления ИМС подразделяют на полупроводниковые (монолитные), пленочные и гибридные.

В полупроводниковых ИМС все активные и пассивные элементы формируются в объеме и на поверхности полупроводникового материала (на подложке). Эти ИМС выполняются на основе биполярных или униполярных структур (МОП-транзисторов) и обычно изготовляются на кремниевой подложке по планарной технологии, при которой отдельные элементы схемы располагают в одной плоскости и на одной стороне подложки в изолированных друг от друга участках. В этих ИМС широко применяется структура металл-окисел-полупроводник — полевой (МОП) транзистор, в котором используется только один вид носителей заряда (электроны или дырки). МОП-транзистор проще в изготовлении и потому надежнее биполярных транзисторов, в которых используются носители заряда обоих знаков — электроны и дырки. Размер полупроводниковой ИМС или кристалла ИМС лежит в пределах от $1{,}5\times1{,}5$ до 6×6 мм. При этом на одном 1 мм^2 кристалла размещают порядка 1000 элементов и более. Чем больше элементов в ИМС, тем выше ее степень интеграции. При высокой степени интеграции ИМС называют большой интегральной схемой — БИС. Сейчас появились сверхбольшие ИС — СБИС, в которых степень интеграции составляет 10^4—10^6 эл/кристалл.

Таблица 7.1

Технические характеристики электромагнитных реле

Тип	Число контактных групп	Мощность срабатывания, Вт	Коммутируемые		Число коммутаций	Виброустойчивость		Диапазон рабочих температур, °С	Масса, г
			ток, А	напряжение, В		частота, Гц	ускорение, g		
РЭС 52	2п	0,14	1,0	30	$1 \cdot 10^5$	3000	20	$-60 \div +100$	8,5
РЭС 54	1п	0,036	2,0	30	$1 \cdot 10^6$	3000	20	$-60 \div +100$	22
РЭС 22	4п	0,6	3,0	30	$1 \cdot 10^4$	1500	3	$-60 \div +85$	36
РЭС 9	2п	0,5	3,0	30	$1 \cdot 10^4$	1000		$-60 \div +100$	22
РЭН 34	2п	0,51	10,0	30	$1 \cdot 10^4$	3000	20	$-60 \div +125$	60
РЭН 35	4п	0,8	10,0	30	$5 \cdot 10^4$	2000	5	$-60 \div +85$	90
РЭН 33	4п	1,0	10,0	30	$1 \cdot 10^4$	2500	20	$-60 \div +125$	130
РНЕ	2п · 6п		10—50	320	$2 \cdot 10^4$	5000	20	$-60 \div +125$	220

В *пленочных ИМС* все элементы и межэлементные соединения выполнены в виде различных пленок, нанесенных на поверхность диэлектрической подложки. Различают ИМС тонкопленочные (толщина пленок до 1 мкм) и толстопленочные (толщина пленок свыше 1 мкм) ИМС. В пленочных ИМС выполняют только резисторы, конденсаторы и другие пассивные элементы. Так как активные элементы в пленочных ИМС пока не удается изготовить, эти ИМС самостоятельно не применяются.

Гибридные ИМС являются комбинацией пленочных пассивных элементов и дискретных активных элементов. В этих ИМС вначале на подложке из диэлектрика создают резисторы, конденсаторы, токоведущие дорожки и контактные площадки, а затем закрепляют навесные бескорпусные кремниевые транзисторы и диоды и присоединяют выводы к контактным площадкам. Могут применяться и активные элементы, выполненные, как в полупроводниковых ИМС. Гибридные ИМС, так же как и пленочные, делятся на тонкопленочные и толстопленочные.

В зависимости от функционального назначения различают цифровые (логические) и аналоговые (линейные) ИМС.

Цифровые ИМС работают в релейном режиме, т. е. в них используются элементы с двумя устойчивыми состояниями. Эти ИМС получили наибольшее применение в телемеханике. Цифровые ИМС предназначаются для работы только с потенциальными входными сигналами. Как правило, в основе их построения лежат бесконтактные ключи и схемы, выполняющие функцию ИЛИ — НЕ или И — НЕ. В зависимости от того, выполняются ли элементы ИЛИ и И на резисторах, диодах или транзисторах, имеются различные серии цифровых ИМС. Наиболее распространенными цифровыми ИМС являются следующие.

Резистивно-транзисторные цифровые ИМС (резистивно-транзисторная логика — РТЛ) содержат резистивные схемы ИЛИ и транзистор, выполняющий роль усилителя-инвертора.

Диодно-транзисторные цифровые ИМС (диодно-транзисторная логика — ДТЛ) реализуют логическую функцию И — НЕ. Функция И выполняется на диодах, а усилитель-инвертор — на транзисторах.

Транзисторно-транзисторные цифровые ИМС (транзисторно-транзисторная логика — ТТЛ) состоят из схемы И, выполненной на основе многоэмиттерного транзистора, и сложного инвертора, собранного из нескольких транзисторов.

В цифровых ИМС на полевых транзисторах используются только МДП-транзисторы с окисным диэлектриком, т. е. МОП-транзисторы (МОП-транзисторная логика — МОПТЛ). В схемах на МОП-транзисторах отсутствуют диоды и резисторы, что упрощает технологию изготовления ИМС и увеличивает плотность их размещения. В качестве нагрузочных резисторов применяют открытые МОП-транзисторы, обладающие высоким входным сопротивлением (10^{12}—10^{14} Ом).

Аналоговые ИМС преобразуют и обрабатывают непрерывные аналоговые сигналы. На этих ИМС выполняют усилители, генераторы, стабилизаторы, фильтры, модуляторы и другие устройства, в которых осуществляются нелинейные преобразования.

Из аналоговых интегральных микросхем отметим лишь один класс — операционные усилители (ОУ). ОУ — усилитель электрических сигналов для выполнения различных операций над аналоговыми величинами. Он обладает высоким входным (10^3 — 10^6 Ом) и малым выходным (от нескольких десятков до нескольких сотен Ом) сопротивлениями. Коэффициент усиления ОУ по постоянному току и на низких частотах очень высок (10^5 — $2 \cdot 10^5$), однако он быстро уменьшается с увеличением частоты. Использование отрицательной обратной связи хотя и уменьшает коэффициент усиления ОУ, но позволяет стабилизировать его в определенном диапазоне частот. Операционный усилитель (рис. 7.2) имеет два входа: 1) неинвер-

тирующий, обеспечивающий в процессе усиления совпадение полярностей входного и выходного сигналов; 2) инвертирующий, изменяющий полярность на противоположную. ОУ используют при построении стабилизаторов тока и напряжения, активных фильтров, генераторов синусоидальных и других колебаний, компараторов и различных схем, применяемых в телемеханике.

Маркировку интегральных микросхем производят по определенной системе (ГОСТ 18682—73). Интегральные микросхемы выпускаются в виде серий. Каждая серия содержит набор функциональных логических элементов, достаточный для построения многих схем автоматики и телемеханики.

Рис. 7.2. Условное обозначение операционного усилителя

В начале маркировки серии стоит буква К, означающая серию широкого применения. Следующая за буквой цифра 1, 5 или 7 означает серию полупроводниковых ИМС, а цифра 2, 4 или 8 — серию гибридных ИМС. Цифра 3 соответствует прочим элементам. Далее в обозначении серии следует двузначное число, указывающее номер данной серии. Например, обозначение К155 можно расшифровать так: элементы серии 55 являются полупроводниковыми ИМС широкого применения. Последующие две буквы указывают класс и группу, к которым относится данный элемент, и определяют его функциональное назначение. Последняя цифра — порядковый номер разработки ИМС по функциональному признаку в данной серии.

Классы ИМС имеют буквенные обозначения: генераторы — Г, логические элементы — Л, триггеры — Т, коммутаторы и электронные ключи — К, элементы арифметических и дискретных устройств — И, наборы элементов (диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы и т. п.) — Н.

Каждый класс ИМС подразделяют на группы. Например, логические схемы И обозначают буквами ЛИ, схемы ИЛИ — ЛЛ, схемы НЕ — ЛН, схемы И-НЕ — ЛА и ИЛИ-НЕ — ЛЕ, схемы И-ИЛИ-НЕ — ЛР, прочие элементы — ЛП. *JK*-триггеры обозначают буквами ТВ, *RS*-триггеры — ТР, *D*-триггеры — ТМ, *T*-триггеры — ТТ, динамические триггеры — ТД, прочие — ТП. Регистры обозначают буквами ИР, сумматоры — ИМ, счетчики — ИЕ, шифраторы — ИВ и дешифраторы — ИД.

В сериях ИМС, выпущенных до 1974 г., буквы, указывающие класс и группу элемента, стоят сразу за первой цифрой. Например, интегральная микросхема К1ЛБ 552 является логическим элементом И — НЕ и имеет второй номер разработки в серии К155.

§ 7.4. Логические элементы

Зависимость сигналов, снимаемых с выхода схем или элементов релейного действия, от входных сигналов, подаваемых на эти схемы или элементы, выражается логическими функциями. Логическая функция выражает зависимость выходных переменных от входных. В зависимости от числа входных переменных логические функции делятся на функции одной, двух и многих переменных, причем значения входных переменных и самой функции могут принимать только два значения: 0 и 1.

Элементы, в которых реализуются логические функции, называют *логическими элементами*. Логические элементы могут работать с импульсными или с потенциальными сигналами.

Импульсный сигнал обеспечивает динамический способ представления сигнала, когда единице соответствует наличие импульса (или нескольких при кодовой комбинации), а нулю — его отсутствие (рис. 7.3,*а*).

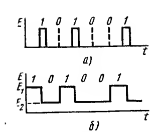


Рис. 7.3. Принцип действия импульсных (*а*) и потенциальных (*б*) элементов

Потенциальный сигнал обеспечивает статический способ представления сигнала, когда единице соответствует высокий по модулю уровень напряжения E_1, а нулю — низкий уровень напряжения E_2 (рис. 7.3, *б*).

В потенциально-импульсных элементах на входы могут подаваться потенциалы или импульсы, но с выхода снимаются импульсы. Таким образом, логические элементы делятся на импульсные, потенциальные и потенциально-импульсные. Наибольшее распространение получили элементы, управляемые потенциальными сигналами.

Функции одной переменной (X_1). Двум значениям (0 или 1) одной входной переменной X_1 соответствует четыре выходные функции: Y_0, Y_1, и Y_2, Y_3 (табл. 7.2). Если выходная логическая функция всегда имеет значение 0 при любых значениях входной переменной X_1, то ее называют нулевой функцией $Y_0=0$. Если выходная логическая функция всегда имеет значение 1 при любых значениях входной переменной X_1, то ее называют единичной функцией $Y_3=1$.

Вследствие того что функции Y_0 и Y_3 не зависят от значений входной переменной, они являются постоянными, или функциями-константами. Функция Y_2 повторяет значение входной переменной.

Функция НЕ. Если выходная переменная имеет значение, обратное значению входной переменной X_1, то ее называют инверсией или функцией НЕ (функция Y_1) и записывают как

$$Y=\overline{X}_1. \tag{7.1}$$

Логический элемент, осуществляющий операцию НЕ, называется инвертором. Инвертор может быть выполнен на транзисторе (рис. 7.4). Если на входе нет сигнала, т. е. $X_1=0$, то транзистор закрыт, на коллекторе имеется высокий потенциал и с него снимается сигнал $Y=1$. Если на входе есть сигнал, т. е. $X_1=1$, то транзистор открыт и напряжение на коллекторе близко к нулю, т. е. $Y=0$.

Функции двух переменных Y (X_1, X_2). Прежде всего определим число функций двух переменных. Поскольку каждая из входных величин X_1 и X_2 может принимать только два значения (0 или 1), имеется четыре комбинации этих величин, которым соответствует $2^4=16$ выходных логических функций f_0 — f_{15}. Эти функции приведены в табл. 7.3. Некоторые функции аналогичны функциям одной переменной. Таковы нулевая функция Y_0, единичная функ-

Таблица 7.2

Функции одной переменной

Название и символическое обозначение выходной функции	Значение входной функции 1	0	Условное обозначение логических элементов
	Значение выходной функции		
Нулевая $Y_0=0$	0	0	
Инверсия (функция НЕ) $Y_1=\overline{X}_1$	0	1	X_1 1 Y
Повторение $Y_2=X_1$	1	0	X_1 1 Y
Единичная $Y_3=1$	1	1	

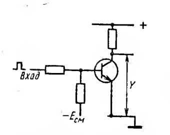


Рис. 7.4. Электрическая схема логического элемента НЕ

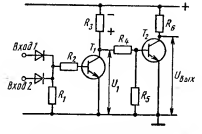


Рис. 7.5. Электрическая схема логического элемента ИЛИ

ция Y_{15} и функции повторения Y_{10} и Y_{12}, каждая из которых повторяет значение одной из двух входных переменных. Функция Y_3 является инверсией переменной X_1, а функция Y_5— инверсией переменной X_2.

Основными логическими функциями двух переменных являются следующие.

Ф у н к ц и я ИЛИ. Эта функция имеет значение *1* только тогда, когда или входная переменная X_1, или входная переменная X_2, или обе переменные X_1 и X_2 имеют значение 1. Значение 0 эта функция принимает, когда обе входные величины равны нулю. Функцию ИЛИ называют также дизъюнкцией или логическим сложением и записывают в виде

$$Y_{14}=X_1+X_2, \text{ или } Y_{14}=X_1 \vee X_2 \qquad (7.2)$$

На рис. 7.5 представлена принципиальная схема логического элемента, реализующего функцию ИЛИ.

В исходном состоянии транзистор T_1 закрыт (U_1 равно какой-то величине — условно 1), а транзистор T_2 открыт ($U_{вых}$ равно падению напряжения на транзисторе, т. е. практически 0), что обусловлено протеканием тока через эмиттер, базу и резисторы R_4, R_3. При подаче на один из выходов положительного потенциала (логической 1) транзистор T_1 открывается и напряжение U_1 становится равным нулю. Транзистор T_2 закрывается, и с него снимается выходное напряжение $U_{вых}=1$.

Ф у н к ц и я ИЛИ — НЕ. Эта функция имеет значение 1 только тогда, когда обе входные величины имеют значение 0. При остальных комбинациях входных сигналов на выходе всегда будет 0 (см. табл. 7.3). Функцию ИЛИ — НЕ, иногда называемую стрелкой Пирса, записывают в виде

$$Y_2=\overline{X_1+X_2}, \text{ или } Y_2=\overline{X_1 \vee X_2}. \qquad (7.3)$$

Схема логического элемента, реализующего функцию ИЛИ — НЕ, представлена на рис. 7.6. Он состоит из элемента НЕ, к которому добавлена диодная сборка ИЛИ, в данном случае на три входа (3ИЛИ — НЕ). На выходе логическая 1 будет лишь при подаче на все входы значений **0**.

Ф у н к ц и я И. Эта функция имеет значение 1 только тогда, когда входные сигналы также имеют значение 1. Формула функции И имеет вид

$$Y_8=X_1 \cdot X_2, \text{ или } Y_8=X_1 \& X_2. \qquad (7.4)$$

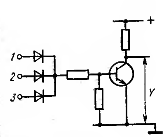


Рис. 7.6. Электрическая схема логического элемента ИЛИ—НЕ

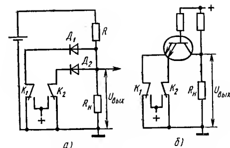


Рис. 7.7. Электрическая схема логического элемента И

На рис. 7.7, *а* представлена диодная схема И. Когда ключи замкнуты на землю, как показано на рисунке, т. е. $X_1=X_2=0$, ток от батареи проходит через резистор R и диоды. Если пренебречь падением напряжения на диодах, то $U_{вых}$ практически будет равно нулю, т. е. $Y=0$. Если ключи K_1 и K_2 переключены к плюсу ($X_1=X_2=1$), то диоды запираются и с выхода схемы снимается высокий потенциал, т. е. $Y=1$. При переключении только одного ключа K_1 или K_2 к плюсу (X_1 или X_2 равно 1) запирается лишь один диод, вследствие чего $U_{вых}=0$.

На рис. 7.7,*б* изображена схема И на двухэмиттерном транзисторе. При замкнутых на землю ключах $U_{вых}=0$. При переключении обоих ключей к плюсу с $R_н$ снимается высокий потенциал. При переключении только одного из ключей и при замкнутом на землю втором ключе $U_{вых}=0$.

Ф у н к ц и я И — НЕ. Эта функция имеет значение 0 только тогда, когда оба входных сигнала имеют значение 1. При остальных комбинациях входных сигналов на выходе всегда будет 1 (см. табл. 7.3).

На рис. 7.8 приведена схема логического элемента И — НЕ. При поступлении на все ее входы (эмиттеры) логической 1 транзистор $T_м$ закрыт и ток, протекая от плюса к минусу через резистор $R_б$, переход база — коллектор транзистора $T_м$, переход база — эмиттер транзистора T_1, резистор R_2, открывает транзистор T_1. Одновременно ток протекает и через переход база — эмиттер транзистора T_2, также открывая его. Транзистор T_3 при этом закрыт. С коллектора открытого транзистора T_2 снимается напряжение $U_{вых}=0$. Если на все или хотя бы на один эмиттерный вход подается нулевой сигнал, транзистор $T_м$ открывается. На базе транзистора T_1 оказывается низкое напряжение, и он остается закрытым. Транзистор T_3 при этом открыт, а транзистор T_2 закрыт и, следовательно, $U_{вых}=1$. Таким образом, в зависимости от входных сигналов один из транзисторов T_2 и T_3 открыт, а другой закрыт. Формула функции И — НЕ имеет вид

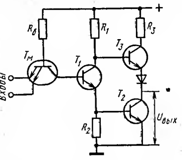


Рис. 7.8. Электрическая схема логического элемента И — НЕ

$$Y_7=\overline{X_1\cdot X_2}. \tag{7.5}$$

Функции двух переменных

Таблица 7.3.

Название и символическое обозначение выходной функции		Значение входных величин X_1 1 1 0 0, X_2 1 0 1 0	Условное обозначение логических элементов
Нулевая	$Y_0 = 0$	0 0 0 0	
ИЛИ — НЕ (стрелка Пирса)	$Y_1 = X_1 \downarrow X_2$	0 0 0 1	
Запрет X_1	$Y_2 = X_2 \nRightarrow X_1$	0 0 1 0	
НЕ X_1 (инверсия X_1)	$Y_3 = \overline{X}_1$	0 0 1 1	
Запрет X_2	$Y_4 = X_1 \nRightarrow X_2$	0 1 0 0	
НЕ X_2 (инверсия X_2)	$Y_5 = \overline{X}_2$	0 1 0 1	
Неравнозначность	$Y_6 = X_1 \oplus X_2$	0 1 1 0	
И—НЕ (штрих Шеффера)	$Y_7 = X_1 \mid X_2$	0 1 1 1	
И (конъюнкция)	$Y_8 = X_1 X_2$	1 0 0 0	
Равнозначность	$Y_9 = X_1 \sim X_2$	1 0 0 1	
Повторение X_2	$Y_{10} = X_2$	1 0 1 0	
Импликация X_1 в X_2	$Y_{11} = X_1 \to X_2$	1 0 1 1	
Повторение X_1	$Y_{12} = X_1$	1 1 0 0	
Импликация X_2 в X_1	$Y_{13} = X_2 \to X_1$	1 1 0 1	
ИЛИ (дизъюнкция)	$Y_{14} = X_1 + X_2$	1 1 1 0	
Единичная	$Y_{15} = 1$	1 1 1 1	

Функция неравнозначности. Как следует из табл. 7.3, данная функция имеет значение 1 тогда, когда входной сигнал X_1 или X_2 имеет значение 1 (но не оба вместе). Эта функция имеет несколько названий: неравнозначность, неэквивалентность, исключающее ИЛИ, схема несовпадений, сложение по модулю 2. Логический элемент, реализующий подобную функцию,— сумматор по модулю 2 (рис. 7.9) — широко используют при образовании циклических кодов. Логические операции, выполняемые этой схемой, записываются как $0 \oplus 0 = 0$; $0 \oplus 1 = 1$; $1 \oplus 0 = 1$; $1 \oplus 1 = 0$.

На рис. 7.9,*а* представлена схема сумматора по модулю 2, выполненного на логических элементах, а на рис. 7.9,*б* — его условное обозначение. Работа сумматора иллюстрируется таблицей рис. 7.9,*в*. Так если на оба входа подаются 1, то на входы *а* и *г* элементов И также поступят единицы, а на входы *б* и *в* — нули. Это значит, что на входы *д* и *е* элемента ИЛИ будут поданы 0, т. е. на выходе образуется 0 ($1 \oplus 1 = 0$). Остальные варианты работы сумматора ($0 \oplus 0 = 0$, $1 \oplus 0 = 1$ и $0 \oplus 1 = 1$) также прослеживаются по таблице. Функция неравнозначности может быть записана в виде

$$Y = X_1 \cdot \overline{X}_2 + \overline{X}_1 \cdot X_2. \tag{7.6}$$

§ 7.5. Триггеры

Триггер — устройство, которое может находиться неограниченно долго в одном из двух состояний устойчивого равновесия и скачкообразно переключаться из одного состояния в другое под воздействием внешнего сигнала.

Триггеры нашли широкое применение при построении телемеханических систем. Далее будут рассмотрены триггерные схемы, выполненные на основе логических элементов ИМС.

В зависимости от способов управления различают:

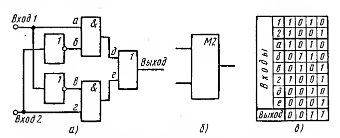
RS-триггеры с двумя управляющими входами;

D-триггеры, или триггеры задержки, с одним управляющим входом, повторяющие на выходе с задержкой входной сигнал;

JK-триггеры, обладающие свойствами *RS*- и *T*-триггеров;

T-триггеры, имеющие один вход (счетный);

прочие триггеры, являющиеся комбинацией перечисленных.



Входы	1	1	0	1	0
	2	1	0	0	1
	а	1	0	1	0
	б	0	1	1	0
	в	0	1	0	1
	г	1	0	0	1
	д	0	0	1	0
	е	0	0	0	1
Выход		0	0	1	1

Рис. 7.9. Логический элемент сложения по модулю 2:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение; *в* — таблица функционирования

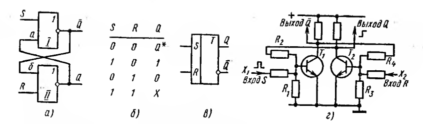


Рис. 7.10. Асинхронный RS-триггер с прямыми входами:
а — функциональная схема; *б* — таблица функционирования; *в* — условное обозначение; *г* — принципиальная схема

По способу записи информации триггеры подразделяют на асинхронные (нетактируемые) и синхронные (тактируемые).

Асинхронные триггеры имеют только управляющие входы и переключаются сразу же после поступления сигнала на один из входов.

Синхронные триггеры имеют управляющие и тактовый (синхронизирующий) входы и переключаются при наличии соответствующих потенциалов на этих входах. При отсутствии тактового сигнала триггер не переключается. Если синхронные триггеры изменяют свое состояние при достижении синхронизирующим импульсом порогового уровня на тактовом входе, то их называют триггерами со статическим управлением или триггерами, синхронизируемыми уровнем. Триггеры с динамическим управлением или триггеры, синхронизируемые фронтом, изменяют свое состояние в моменты фронтов синхронизирующего импульса. Это происходит либо при нарастании переднего фронта синхронизирующего импульса (переход 0/1) либо при спадании его заднего фронта (переход 1/0).

Триггеры бывают с прямыми и инверсными входами. Первые переключаются от сигнала 1, вторые — от сигнала 0.

RC-триггеры. Эти триггеры имеют два раздельных входа: S (от англ. *set* — устанавливать) и R (от англ. *reset* — возвращать в исходное положение). По входу S триггер устанавливается в единичное состояние, а по входу R — в нулевое.

Асинхронный RS-триггер с прямыми входами. Он составляется из двух элементов ИЛИ — НЕ путем соединения одного из входов каждого элемента с выходом другого элемента (рис. 7.10,*а*). Из таблицы функционирования триггера (рис. 7.10,*б*) следует, что при подаче 1 на вход S и 0 на вход R на прямом выходе Q также возникает 1. На условном обозначении триггера (рис. 7.10, *в*) против входа S изображен выход Q, на функциональной схеме (рис. 7.10, *а*) — выход $\overline{Q}$. Это ясно из принципиальной схемы простейшего триггера, составленного из элементов ИЛИ — НЕ (рис. 7.10, *г*). Так, если транзистор T_1 открыт, то с делителя напряжения R_3R_4 подается нулевой потенциал на базу транзистора T_2 и закрывает его. В свою очередь, положительное напряжение с коллектора транзистора T_2 поступает через делитель R_1R_2 на базу транзистора T_1, повышая надежность его открывания. Таким образом, при подаче сигнала 1 на вход S транзистора T_1 (элемента *I* на рис. 7.10,*а*) снимается сигнал 1 с выхода Q транзистора T_2 (элемента *II* на рис. 7.1,*а*). Этому переключению триггера на временно́й диаграмме рис. 7.11 соответствует интервал *1*, на котором $S=1$ и $R=0$.

Если теперь на вход S подать сигнал 0, оставив 0 на входе R (интервал II), то триггер не переключится и состояние его выходов не изменится. Действительно, логическая 1 с выхода элемента II будет подана на вход a элемента I. А согласно табл. 7.3 (вторая строка), логические 0 и 1 на входе элемента ИЛИ — НЕ образуют на его выходе сигнал 0, т. е. по-прежнему $\bar{Q}=0$, а $Q=1$, так как на вход элемента II поданы $R=0$ и $Q=0$. Такое состояние триггера, характеризующее режим хранения информации обозначают Q^* (см. таблицу функционирования на рис. 7.10,*б*). Когда $S=0$, а $R=1$ (интервал III), на вход a элемента I подается тот же сигнал 1 и на его выходе будет сигнал 0, т. е. переключения по входу S не произойдет. Оно произойдет по входу R элемента II, на входы которого также поданы сигналы 1 и 0 (на вход *б*), что даст на выходе элемента 0, т. е. когда $S=0$, а $R=1$, то $Q=0$, что и показано в таблице функционирования на рис. 7.10,*б*.

Если теперь на вход S подать сигнал 1, оставив 1 на входе R (интервал IV), то переключится только элемент I, так как $S=1$, а на вход a подан сигнал 0. На входы элемента II подаются две логические 1, что образует на его выходе все тот же 0, т. е. $Q=0$ и $\bar{Q}=0$. Это состояние для триггера является аномальным. При одновременном снятии сигналов 1 с входов схема окажется в заранее не предсказуемом состоянии (в состоянии неопределенности). Таким образом, одновременная подача сигналов 1 и на вход S и на вход R должна быть исключена. В таблице функционирования (см. рис. 7.10,*б*) состояние, когда $S=R=1$, обозначают знаком неопределенности $\times$; затем триггер можно вывести из этого состояния, подавая сигнал 0 или на вход S ($S=0$, $R=1$), или на вход R ($S=1$, $R=0$).

Асинхронный RS-триггер с инверсными входами. Он составляется из двух элементов И — НЕ (рис. 7.12,*а*, *б*). Работу триггера можно проследить по временной диаграмме рис. 7.13. Если считать, что исходное состояние его выходов такое же, как на рис. 7.11, то для этого необходимо, чтобы $\bar{S}=0$, а $\bar{R}=1$. В этом случае $\bar{Q}=0$ и на вход a элемента I подается сигнал 0. Два сигнала 0 на входе элемента И — НЕ согласно табл. 7.3 (восьмая строка) образуют на его выходе сигнал 1, а два сигнала 1 на входе элемента II — сигнал 0, т. е. $\bar{Q}=0$.

Если теперь на вход $\bar{S}$ подать сигнал 1, оставив сигнал 1 и на входе $\bar{R}$ (интервал II), то триггер не переключится. Действительно, 0 на входе a и сигнал 1 на входе $\bar{S}$ снова образуют на выходе элемента I все ту же 1, а 1 на входе *б* и сигнал 1 на входе $\bar{R}$ дают 0 на выходе элемента II.

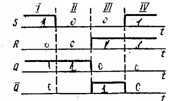


Рис. 7.11. Временная диаграмма работы асинхронного RS-триггера с прямыми входами

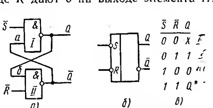


Рис. 7.12. Асинхронный RS-триггер с инверсными входами:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение; *в* — таблица функционирования

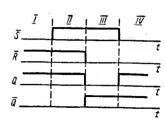


Рис. 7.13. Временна́я диаграмма работы асинхронного RS-триггера с инверсными входами

Такое состояние триггера означает режим хранения информации (знак Q^* в таблице функционирования на рис. 7.12, *в*). Когда $\overline{S}=1$, а $\overline{R}=0$ (интервал *III*), переключение произойдет по входу $\overline{R}$, так как $\overline{R}=0$, а на входе *б* — единица. В результате $Q=0$, а $\overline{Q}=1$.

Если теперь на входы $\overline{S}$ и $\overline{R}$ подать сигналы 0 (интервал *IV*), то переключится только элемент *I* и $Q=\overline{Q}=1$. Действительно, на вход *а* подавался сигнал 1 с выхода Q, что обеспечивает на выходе элемента *I* потенциал 1 ($Q=1$). В то же время на вход *б* также был подан 0, который вместе с 0 на входе $\overline{R}$ дает на выходе элемента *II* потенциал 1. Однако в этом состоянии элемент *II* уже находится и поэтому не переключается. Вместо перехода в устойчивое состояние триггер принял состояние неопределенности.

В таблице на рис. 7.12, *в* состояние, когда $\overline{S}=\overline{R}=0$, обозначено знаком неопределенности $\times$; затем триггер можно переключить, подавая сигнал 1 или на вход $\overline{S}$, или на вход $\overline{R}$. Поэтому одновременная подача сигналов 0 на вход $\overline{S}$ и на вход $\overline{R}$ должна быть исключена.

Сравнивая временны́е диаграммы рис. 7.11 и 7.13, видим, что они инверсны, так как триггер с прямыми входами переключается от подачи сигнала 1 на вход, а переключение триггера с инверсными входами происходит при поступлении на вход сигнала 0.

Синхронный одноступенчатый RS-триггер со статическим управлением и прямыми входами. Для построения такого триггера (рис. 7.14,*а*) к триггеру, представленному на рис. 7.12, добавлены два логических элемента И — НЕ (элементы *I* и *II*). Это следует из упрощенной функциональной схемы рис. 7.14, *б*. У этого триггера три входа, на один из которых — вход C —подаются синхронизирующие импульсы. Условное обозначение данного триггера приводится на рис. 7.14,*в*.

Рассмотрим работу триггера по временно́й диаграмме рис. 7.14, *г*. Потенциалы на выходах элементов *I* и *II* на этой и последующих диаграммах обозначены как U_I и U_{II}. В интервал времени t_0-t_1 $C=0$ и независимо от значения сигналов на входах S и R (порядок переключения элемента И — НЕ дан в табл. 7.3) на выходах элементов *I* и *II*, а значит, и на инверсных входах $\overline{S'}$ и $\overline{R'}$ будут единицы, что согласно таблице на рис. 7.12, *в* не может изменить состояние триггера. В момент времени t_1 на элемент *I* поступают два сигнала 1 ($C=1$ и $S=1$) и на его выходе появляется сигнал 0, который и переключает триггер ($Q=1$, а $\overline{Q}=0$). После момента времени t_2, когда $C=0$, на выходах элементов *I* и *II* вновь возникают сигналы 1 и триггер не изменяет своего состояния. Оно не изменится и в момент времени t_3 после смены сигналов на входах S и R, так как $C=0$. Переключение триггера произойдет лишь в момент времени t_4 при

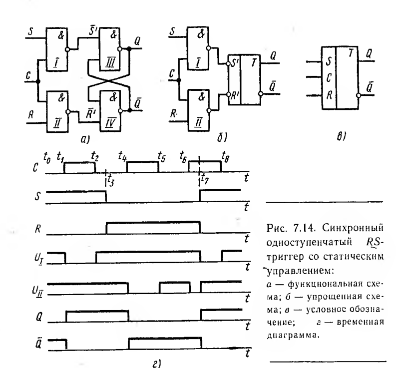


Рис. 7.14. Синхронный одноступенчатый RS-триггер со статическим управлением:
а — функциональная схема; *б* — упрощенная схема; *в* — условное обозначение; *г* — временная диаграмма.

возникновении фронта синхронизирующего импульса и $R=1$. С выхода элемента *II* снимается 0, который и переключает триггер ($Q=0$, $\overline{Q}=1$). В интервал времени $t_5 - t_6$ переключения триггера снова не будет, так как $C=0$. В момент времени t_6, когда $C=1$ и $R=1$, на выходе элемента *II* возникает сигнал 0, который мог бы переключить триггер по входу R. Однако $\overline{Q}=1$ и повторное переключение по этому входу произойти не может. Переключение триггера произойдет по входу $\overline{S}'$ в момент времени t_7, когда $C=1$ и $S=1$.

Таким образом, изменение состояния триггера происходит от сигналов, подаваемых на входы S и R, лишь при наличии сигнала на синхронизирующем входе, т. е. при $C=1$.

Синхронный двухступенчатый RS-триггер со статическим управлением и прямыми входами. Структурная схема такого триггера, состоящего из двух RS-триггеров, представлена на рис. 7.15,*а*, а его условное обозначение — на рис. 7.15,*б*. Это так называемый MS-триггер (от англ. *master* — хозяин, здесь — основной триггер T_{oc} и *slave* — раб, здесь — дополнительный или вспомогательный триггер $T_{вс}$). Когда на синхронизирующий вход C' подан сигнал 1, информация записывается в первую ступень по входам S' и R'. При этом через инвертор на вход второй ступени подается логический 0, вследствие чего эта ступень не изменяет своего состояния, т. е. находится в режиме хранения информации. Когда на вход C' подан сигнал 0, первая ступень информацию не принимает (режим хранения): на

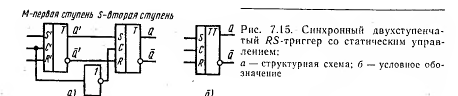


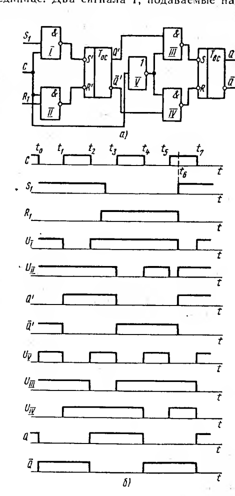
Рис. 7.15. Синхронный двухступенчатый RS-триггер со статическим управлением:
а — структурная схема; *б* — условное обозначение

входе C благодаря инвертору возникает сигнал 1, и вся информация из первой ступени переписывается во вторую.

На рис. 7.16,*а* представлена функциональная схема этого триггера, а на рис. 7.16,*б* — временна́я диаграмма его работы.

В интервал времени $t_0 - t_1$ на входы элемента I поданы сигналы $C=0$ и $S_1=1$, а на элемент II — сигналы $C=0$ и $R_1=0$. Поэтому на выходах этих элементов сигналы равны единице. Два сигнала 1, подаваемые на входы триггера $T_{\text{ос}}$, не изменят его состояния. На выходе инвертора 5 сигнал равен единице, так как $C=0$. Два сигнала 1 (с выхода $\overline{Q}'$ и инвертора V), подаваемые на входы элемента IV, дают на его выходе 0, который переключит триггер $T_{\text{вс}}$, отчего $Q=0$, а $\overline{Q}=1$.

В интервал времени $t_1 - t_2$ на выходе элемента I образуется сигнал 0, так как $C=1$ и $S_1=1$, который переключает триггер $T_{\text{ос}}$ по входу S'. На выходе инвертора $U_V=0$ и с выходов элементов III и IV снимаются сигналы 1, не изменяющие состояния триггера $T_{\text{вс}}$. В интервал времени $t_2 - t_3$ снова $C=0$ и триггер $T_{\text{ос}}$ не переключается, однако на выходе инвертора V образуется сигнал 1, который вместе с сигналом 1 с выхода Q' преобразуется в элементе III в 0, переключающий триггер $T_{\text{вс}}$ по входу S. Пере-



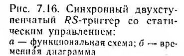


Рис. 7.16. Синхронный двухступенчатый RS-триггер со статическим управлением:
а — функциональная схема; *б* — временна́я диаграмма

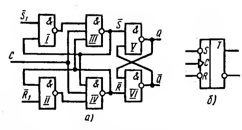


Рис. 7.17. Синхронный одноступенчатый RS-триггер с динамическим управлением:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение

ключение триггера $T_{\text{ос}}$ произойдет в момент времени t_3, когда $C=1$. Переключение триггера $T_{\text{вс}}$ по входу R осуществится в момент времени t_4 по заднему фронту синхронизирующего импульса. Изменения состояния триггера $T_{\text{ос}}$ в момент времени t_5 не произойдет, хотя на выходе элемента *II* и образовался сигнал 0 (на элемент *II* поданы два сигнала 1 с выходов C и R), так как этот триггер уже переключен по входу R'. Его переключение по входу S' осуществится в момент времени t_6, когда $S_1=1$ и $C=1$.

Таким образом, первая ступень триггера $T_{\text{ос}}$ переключается лишь при наличии синхронизирующего импульса, однако момент этого переключения не строго фиксирован. Вторая ступень (триггер $T_{\text{вс}}$) всегда переключается от заднего фронта синхронизирующего импульса (переход 1/0).

RS-триггер с динамическим управлением и инверсными входами. Функциональная схема такого триггера представлена на рис. 7.17,*а*, а его условное обозначение — на рис. 7.17,*б*. Основная особенность триггера с динамическим управлением заключается в том, что изменение его состояния может происходить только в момент нарастания переднего фронта синхронизирующего импульса, подаваемого на вход C, т. е. в момент 0/1.

Триггерная схема на рис. 7.17,*а* составлена из шести элементов И — НЕ, которые образуют четыре триггера: элементы *I*, *III* — первый, элементы *III*, *IV* — второй, элементы *II*, *IV* — третий и элементы *V*, *VI* — четвертый триггеры. Элементы *I*, *II*, *V* и *VI* — двухвходовые, элементы *III* и *IV* — трехвходовые. В отличие от предыдущих триггеров у динамического RS-триггера вход C подается не на элементы *I*, *II*, а на элементы *III*, *IV*.

Рассмотрим работу триггера по временной диаграмме рис. 7.18. Будем считать, что в интервал времени t_0-t_1 состояние триггера такое, как показано на диаграмме, т. е. он был раньше переключен по входу S_1.

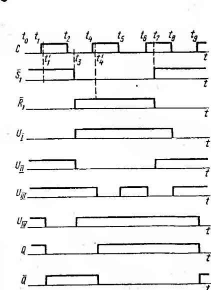


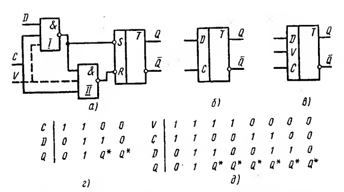
Рис. 7.18. Временная диаграмма работы синхронного одноступенчатого RS-триггера с динамическим управлением

Однако так как $C=0$, то выходы элементов *III* и *IV* находятся в состоянии 1, что не изменяет положения триггера. С выхода элемента *III* сигнал 1 поступает на вход элемента *I*, и так как $\overline{S}_1=1$, то на его выходе образуется 0. На выходе элемента *II* возникает сигнал 1 из-за наличия 0 на входе $\overline{R}_1$. В момент времени t_1, хотя $C=1$, на вход элемента *III* по-прежнему с выхода элемента *I* поступает сигнал 0 и на выходе элемента *III* останется все тот же сигнал 1. Однако на вход элемента *IV* подают три сигнала 1: с входа C и с элементов *II*, *III*. Возникший 0 на выходе элемента *IV* переключает триггер ($Q=0$, а $\overline{Q}=1$). Характерно, что это переключение произошло по входу $\overline{R}_1$, когда на входе элемента *II* сигнал $\overline{R}_1=0$. В момент времени $t_1'=t_1+\Delta t$, следующий сразу же за началом фронта синхронизирующего импульса, ситуация останется прежней: на входе $\overline{R}$ будет сигнал 0. Однако переключение триггера не произойдет, так как он только что переключился по этому входу. Не изменится ситуация на выходах триггеров и в момент времени t_3 после изменения значений сигналов на входах $\overline{S}_1$ и $\overline{R}_1$, хотя это и приводит к тому, что на выходе элемента *I* возникнет сигнал 1, а на выходе элемента *II* — 0.

Триггер вновь переключится в момент времени t_4, т. е. при нарастании фронта синхронизирующего импульса; три сигнала 1 поданы на элемент *III* (с входа C и с элементов *I*, *IV*), отчего на выходе возник 0, который и переключает триггер по входу $\overline{S}$. Если в момент времени t_1 состояние сигналов на входах элементов *I* и *II* было 1, 0 ($\overline{S}_1=1$, $\overline{R}_1=0$) и триггер переключился в состояния 0,1 ($Q=0$, $\overline{Q}=1$), то в момент времени t_4 на входы элементов *I* и *II* подаются сигналы 0 и 1 и на выходах возникают сигналы $Q=1$ и $\overline{Q}=0$. В момент времени $t_4'=t_4+\Delta t$ ситуация не изменится: 0 будет по-прежнему на входе $\overline{S}$, и переключения триггера не произойдет, так как он только что переключился по этому входу. Сразу после момента времени t_6 на выходе элемента *III* возникает 0, так как $C=1$, и с элементов *I* и *IV* также поступают сигналы 1. Создаются предпосылки для переключения триггера по входу $\overline{S}$, однако такого переключения произойти не может, так как в момент времени t_4 триггер был переключен по этому входу. Переключение триггера произойдет в момент времени t_9 вновь при нарастании фронта синхронизирующего импульса.

Таким образом, переключение триггера с динамическим управлением может иметь место и не при каждом синхронизирующем импульсе, что зависит от состояния входных сигналов. Однако если триггер изменяет свое состояние, то это происходит только в момент переднего фронта синхронизирующего импульса. Это подтверждает сделанное рассмотрение режимов работы триггера в моменты времени t_1' и t_4', следующие сразу же после начала фронта синхронизирующего импульса.

D- и DV-триггеры. На рис. 7.19, *а* представлен один из вариантов *D*-триггера, а на рис. 7.19,*б* показано его условное обозначение. Рис. 7.19,*в* и пунктир на рис. 7.19,*а* будут объяснены ниже. В *D*-триггере исключено возникновение запрещенной комбинации, т. е. поступление двух сигналов 0 на оба инверсных входа, как на рис. 7.19,*а*, или двух сигналов 1, если *D*-триггер имеет оба прямых входа. Если на вход D подается 0, то с выхода элемента *I* он будет снят как сигнал 1, который, будучи проинвертирован в элементе *II*, поступит на вход R как сигнал 0. Если $D=1$, то на вход S будет подан сигнал 0, а на вход R — 1.



C	1	1	0	0
D	0	1	1	0
Q	0	1	Q*	Q*

г)

V	1	1	1	1	0	0	0	0
C	1	1	0	0	1	1	0	0
D	0	1	1	0	0	1	1	0
Q	0	1	Q*	Q*	Q*	Q*	Q*	Q*

д)

Рис. 7.19. Синхронный одноступенчатый D-триггер со статическим управлением: *а* — упрощенная функциональная схема; *б* — условное обозначение D-триггера; *в* — условное обозначение DV-триггера; *г*, *д* — таблицы функционирования D и DV-триггеров

Синхронный D-триггер со статическим управлением и прямыми входами. Схема такого триггера представлена на рис. 7.19, *а*. Проследим за его работой по временной диаграмме рис. 7.20. Если $C=0$ (интервал времени t_0-t_1), а $D=1$, то на выходе элемента *I* создается сигнал 1. На выходе элемента *II* также будет сигнал 1, так как на ее вход поданы логическая 1 с элемента *I* и логический 0 с входа *C*. Таким образом, на каждый из инверсных входов триггера поданы сигналы 1 и он не переключается, т. е. при $C=0$ триггер находится в режиме хранения информации. Если $C=1$ и $D=1$ (интервал времени t_1-t_2), то на выходе элемента *I* возникает сигнал 0, который и переключает триггер; на выходе $Q=1$.

В интервалы времени t_2-t_3 и t_6-t_7 синхронизирующий импульс отсутствует, переключения триггера не происходит. В интервал времени t_3-t_4 на выходе элемента *I* возникает сигнал 0 ($C=1$ и $D=1$), однако переключения триггера по-прежнему не происходит, так как он был уже переключен по входу *S*. Изменение состояния триггера имеет место в момент времени t_4, когда $C=1$, а $D=0$, отчего на выходе элемента *I* возникает сигнал 1, а на выходе элемента *II* — сигнал 0. В момент времени t_5, когда $C=1$ и $D=1$, сигнал 0 на входе *S* вновь переключит триггер; на выходе $Q=1$ и $\overline{Q}=0$. Очередные переключения триггера произойдут в моменты времени t_7 и t_8.

Таким образом, D-триггер переключается только при наличии сигнала 1 на входе *C*. При этом его выход принимает состояние, соответствующее значению сигнала на входе *D*. Это следует также из таблицы функционирования триггера на рис. 7.19, *г*. D-триггеры могут выполняться и двухступенчатыми.

Синхронный DV-триггер со статическим управлением и прямыми входами. Схема такого триггера показана на рис. 7.19, *а*, а его условное обозначение — на рис. 7.19, *в*. Он отличается от D-триггера дополнительным входом *V*, который обозначен пунктиром. DV-триггер переключается только при наличии на входе *V* сигнала 1, т. е. если $V=1$, то DV-триггер ведет себя как D-триггер. Сигнал 0 на входе *V* нейтрализует действие импульса на входе *C*. Это поясняет временна́я диаграмма работы триггера на рис. 7.21. Переключение триггера происходит в момент времени t_1,

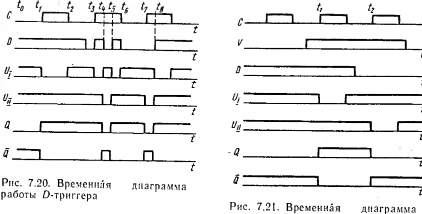
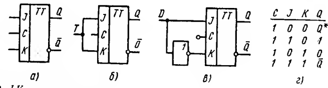


Рис. 7.20. Временная диаграмма работы *D*-триггера

Рис. 7.21. Временная диаграмма работы *DV*-триггера

когда на трехвходовый элемент *I* поступят три сигнала 1 (с входов *C*, *D* и *V*) и на его выходе возникнет сигнал 0, поступающий на вход *S*. Следующее переключение триггера произойдет в момент времени t_2, когда три сигнала 1 будут поданы на элемент *II* с входов *C*, *V* и с выхода элемента *I* ($D=0$). Таблица функционирования *DV*-триггера на рис. 7.19, *д* поясняет изложенное.

***JK*-триггеры.** *JK*-триггер является универсальным триггером, из которого можно получить ряд других триггеров (рис. 7.22). На рис. 7.22, *а* изображено условное обозначение *JK*-триггера, а на рис. 7.22, *г* — таблица его функционирования. *JK*-триггер всегда переключается лишь при наличии на входе *C* синхронирующего или тактового импульса. Если *JK*-триггер синхронный, двухступенчатый, то переключение происходит по заднему фронту синхронизирующего импульса (переход 1/0), если динамический — по переднему (переход 0/1), причем переключение происходит при определенном состоянии сигналов на входах *J* и *K*. Так, два сигнала 0, поданные на каждый из входов триггера (*J* и *K*), не изменяют состояния его выходов, т. е. триггер находится в режиме хранения информации. Если на каждый из входов подается сигнал 1, то триггер изменяет свое состояние на противоположное, что в таблице функционирования обозначено $\overline{Q}$, и *JK*-триггер начинает переключаться как счетный *T*-триггер. Это значит, что у *JK*-триггера запрещенной комбинации, как у *RS*-триггера, нет. Изменять свое состояние *JK*-триггер может, если на одном из входов имеется сигнал 1 (или 0), а на другом — сигнал 0 (или 1) и при этом на вход *C* подан также сигнал 1.



C	J	K	Q
1	0	0	Q*
1	1	0	1
1	0	1	0
1	1	1	$\bar{Q}$

Рис. 7.22. *JK*-триггер:
а — условное обозначение *JK*-триггера; *б* — образование *T*-триггера из *JK*-триггера; *в* — образование *D*-триггера из *JK*-триггера; *г* — таблица функционирования *JK*-триггера

Рис. 7.24. Временна́я диаграмма работы синхронного JK-триггера со статическим управлением ▶

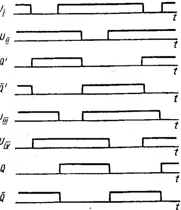
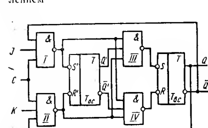


Рис. 7.23. Функциональная схема синхронного двухступенчатого JK-триггера со статическим управлением



Если соединить входы J и K и подать на них постоянный сигнал $+1$ (рис. 7.22, *б*), то получится T-триггер. Образование D-триггера из JK-триггера показано на рис. 7.22, *в*.

Синхронный двухступенчатый JK-триггер со статическим управлением и прямыми входами. Этот триггер (рис. 7.23) во многом схож с RS-триггером (см. рис. 7.16, *а*). Временна́я диаграмма работы JK-триггера представлена на рис. 7.24. Она во многом аналогична диаграмме на рис. 7.16, *б*.

Для получения сигналов на выходах элементов I и II в интервал времени $t_0 - t_1$ будем считать, что триггер $T_{вс}$ находится в состоянии, при котором $Q=0$, а $\overline{Q}=1$. В этом случае на элемент I подаются сигналы $C=0$, $J=1$, $\overline{Q}=1$, а на элемент II — сигналы $C=0$, $K=0$ и $Q=0$ и на выходах этих элементов возникают сигналы 1, не изменяющие состояния триггера $T_{ос}$. Так как $Q=0$, то сигнал на выходе элемента III должен быть равен единице, а сигнал на выходе элемента IV — нулю, т. е. сигналу, который в предыдущем такте подачи синхронизирующего импульса переключил триггер $T_{вс}$ по входу R. Сигнал 0 на выходе элемента IV возник при подаче на него трех сигналов 1. Это значит, что $\overline{Q}'=1$.

Таким образом, определено состояние триггера $T_{ос}$. В интервал времени $t_1 - t_2$ на элемент I поступили три сигнала 1 ($C=1$, $J=1$ и $\overline{Q}=1$), отчего на его выходе возник сигнал 0, который, во-первых, переключает основной триггер по входу S' и, во-вторых, блокирует вспомогательный триггер, не позволяя ему переключиться вместе с триггером $T_{ос}$. Блокировка осуществляется подачей сигнала 0 с элемента I (или с элемента II) на элементы III и IV. Переключение триггера $T_{вс}$, а значит, и переписывание информации из основного триггера во вспомогательный произошло в момент времени t_2 по окончании синхронизирующего импульса, когда

Рис. 7.26. Временная диаграмма ▶ работы синхронного JK-триггера с динамическим управлением

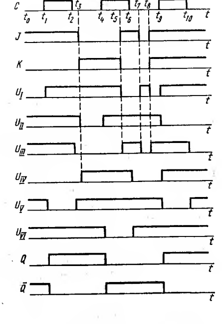
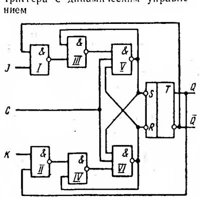


Рис. 7.25. Функциональная схема синхронного одноступенчатого JK-триггера с динамическим управлением



на выходе элемента I возник сигнал 1 ($C=0$, $J=1$, $Q=1$), снимающий блокировку с триггера $T_{вс}$. Этот сигнал 1 вместе с сигналами 1 с элемента II и выхода Q' был подан на элемент III, вследствие чего на его выходе возник сигнал 0, который и переключил триггер $T_{вс}$ по входу S. В остальных временных интервалах диаграмма строится аналогично.

Таким образом, переключение триггера $T_{ос}$ происходит в разные моменты действия синхронизирующего импульса (t_1, t_3 и t_6), а переключение триггера $T_{вс}$ — только в моменты заднего фронта синхронизирующего импульса (t_2, t_4 и t_7).

Синхронный одноступенчатый JK-триггер с динамическим управлением и прямыми входами. Функциональная схема этого триггера представлена на рис. 7.25, а временная диаграмма его работы — на рис. 7.26. Задано, что в интервал времени t_0-t_1 $Q=0$, а $\overline{Q}=1$, и так как $C=0$, то $U_V=U_{VI}=1$. Соответственно $U_I=0$, поскольку на вход элемента I поданы сигналы $\overline{Q}=1$ и $J=1$. Так как $K=Q=0$, то $U_{II}=1$, аналогично $U_{III}=1$, поскольку $U_I=0$ и $U_V=1$. На выходе элемента IV будет сигнал 0, так как $U_{II}=U_{VI}=1$.

Переключение триггера по входу S произойдет в момент времени t_1, когда на вход элемента V будут поданы три сигнала 1 и на его выходе возникнет $U_V=0$. В интервале времени t_2-t_4 переключения не происходит из-за того, что $C=0$ и вновь $U_V=U_{VI}=1$. Переключение триггера по входу R при $K=1$ произойдет в момент времени t_4. Изменение состояния сигналов на входах J и K в момент времени t_5 не вызовет переключения триггера, несмотря на наличие импульса на входе C, так как в этот момент $U_{VI}=0$, а триггер уже переключен по входу R. Переброс триггера по входу J произойдет в момент времени t_9 появления фронта синхрони-

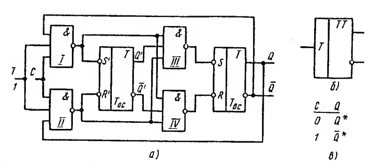


Рис. 7.27. Синхронный двухступенчатый T-триггер со статическим управлением: *а* — функциональная схема; *б* — условное обозначение; *в* — таблица функционирования

рующего импульса 0/1, несмотря на то что сигнал 1 подан и на вход J, и на вход K.

Таким образом, переключение триггера происходит только в момент переднего фронта синхронизирующего импульса.

***T*-триггеры.** Триггер этого типа имеет один вход (счетный), при подаче сигнала на который триггер поочередно изменяет состояние своих выходов. Триггер со счетным входом можно получить из DV- и JK-триггеров.

Синхронный двухступенчатый T-триггер со статическим управлением. Этот триггер (рис. 7.27) получен из JK-триггера (см. рис. 7.23) путем объединения входов J и K и подачи на объединенный вход T постоянного потенциала, равного единице. Вход C является счетным входом. Из таблицы функционирования (рис. 7.27, *в*) следует, что при подаче сигнала 0 на вход C триггер находится в режиме хранения информации (Q^*), а при поступлении сигнала 1 на этот вход состояние триггера изменяется на противоположное ($\overline{Q^*}$).

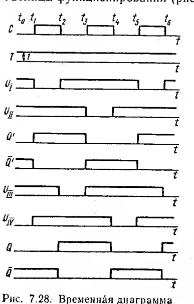


Рис. 7.28. Временная диаграмма работы T-триггера

Работу T-триггера можно проследить по временно́й диаграмме рис. 7.28. Будем считать, что состояние выходов триггера в интервал времени $t_0 - t_1$ такое, как указано на диаграмме ($Q=0$, $\overline{Q}=1$, $Q'=0$ и $\overline{Q'}=1$). Действительно, так как $C=0$, то на выходе элементов I и II будут сигналы 1 и, чтобы три сигнала 1 (с выходов элементов I, II и с выхода $\overline{Q'}$) образовали на выходе элемента IV сигнал 0, который и переключил бы триггер $T_{вс}$ по входу R, необходимо $\overline{Q'}=1$. В момент времени t_1 на выходе элемента I возникает сигнал 0, который переключает триггер $T_{ос}$ по входу S'. В момент окончания импульса на входе C име-

ются три сигнала 1 (с выходов элементов *I*, *II* и с выхода Q'), которые образуют на выходе элемента *III* сигнал 0, переключающий триггер $T_{вс}$ по входу S. В дальнейшем порядок переключения элементов схемы останется без изменения; сначала, в момент нарастания переднего фронта счетного импульса, переключится триггер $T_{ос}$, а затем, сразу же после окончания счетного импульса, изменят значения выходы триггера $T_{вс}$.

T-триггер можно получить из любого триггера (*RS*, *D* и *JK*) при условии, что они являются двухступенчатыми или с динамическим управлением, так как только такие триггеры обеспечивают задержку, необходимую для переключения по одному входу.

Контрольные вопросы

1. Дайте классификацию элементов, используемых в телемеханике.
2. Дайте определение элемента релейного действия и перечислите, какие элементы обладают релейной характеристикой.
3. Какие электромагнитные реле применяются в телемеханике?
4. Дайте определение интегральной микросхемы и приведите классификацию ИМС.
5. Укажите разницу между электронными дискретными элементами и интегральными микросхемами.
6. Как обозначают интегральные микросхемы?
7. Дайте определение логической функции и логического элемента.
8. Дайте определение импульсного и потенциального сигналов.
9. Перечислите функции одной переменной.
10. Перечислите пять основных функций двух переменных.
11. Как работает схема рис. 7.9?
12. Дайте классификацию триггеров по способам управления и записи.
13. В чем разница между асинхронными *RS*-триггерами с прямыми и инверсными входами?
14. Как образовать *RS*-триггер со статическим управлением из асинхронного *RS*-триггера?
15. Как образовать синхронный двухступенчатый *RS*-триггер со статическим управлением?
16. Укажите моменты переключения одноступенчатого и двухступенчатого *RS*-триггеров.
17. Укажите основную особенность триггера с динамическим управлением.
18. Как образовать синхронный одноступенчатый *RS*-триггер с динамическим управлением из асинхронного *RS*-триггера?
19. Как образовать *D*-триггер из *RS*-триггера?
20. Укажите особенность переключения *D*-триггера.
21. Укажите особенности переключения *DV*-триггера.
22. В чем разница в построении *RS*- и *JK*-триггеров?
23. Можно ли подавать на входы *RS*- и *JK*-триггеров одинаковые символы 1 и 0?
24. Как образовать *D*- и *T*-триггеры из *JK*-триггера?
25. Сравните схемы триггеров на рис. 7.17 и 7.25 и укажите разницу в их построении.
26. Зачем нужны на рис. 7.23 связи с выхода элемента *I* на вход элемента *IV* и с выхода элемента *II* на вход элемента *III*?

Глава 8. Дешифраторы, шифраторы и счетчики

Рассматриваемые в этой главе функциональные узлы относятся к числу основных, применяемых в телемеханике. Их используют как самостоятельно, так и при построении более сложных схем, выполненных на цифровых интегральных ИМС (см. последующие главы).

§ 8.1. Дешифраторы

Дешифратор — устройство, преобразующее кодовые комбинации в ток (напряжение) и распределяющее его по индивидуальным цепям. Каждая кодовая комбинация, подаваемая на вход дешифратора, возбуждает только один выход, что соответствует коду C_n^1. Кодовые комбинации являются комбинациями двоичного или двоично-десятичного кода. Более сложные коды предварительно преобразуют в двоичные коды.

Дешифратор имеет ряд входов, на которые поступают кодовые комбинации, и ряд выходов (индивидуальных цепей), каждый из которых соответствует определенной кодовой комбинации, поступающей на вход. Эти выходы нумеруют в десятичной системе счисления. Поэтому дешифраторы преобразуют различные варианты двоичных кодов в десятичный код или, точнее, в код C_n^1, кодовые комбинации которого перенумерованы в десятичной системе счисления. Действительно, если, например, дешифрируется пятиразрядный двоичный код, то дешифратор должен иметь пять входов и 32 выхода, и подаваемой на вход, например, комбинации 11001 будет соответствовать сигнал 1 только на одном-единственном выходе под номером 25, а на всех других выходах будут сигналы 0.

Линейный дешифратор. Простейший дешифратор, выполненный на элементах И и НЕ (рис. 8.1, *а*), называется линейным. На рис. 8.1, *б* показано его условное обозначение. Простейший дешифратор имеет два входа и четыре выхода. Когда на входы ничего не подается (комбинация 00), с элемента $И_1$ должен быть снят сигнал 1, а с остальных выходов — сигналы 0. Для этого на элемент $И_1$ сигналы поступают не непосредственно с входов, а через инверторы *1* и *2*, в которых нули преобразуются в единицы. Два сигнала 1 на входе элемента $И_1$ дают на его выходе также 1. На выходах всех остальных элементов будут нули, так как на один из выходов каждого из этих элементов подаются сигналы 0 минуя инверторы. Заметим, что сигналы с инверторов поступают на элементы *И* тогда, когда на их входах символ разряда равен нулю. Например, если выбран вы-

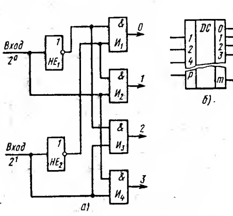


Рис. 8.1. Функциональная схема (*а*) и условное обозначение (*б*) линейного дешифратора

ход *10* (на входе 2^1— сигнал 1, а на входе 2^0— сигнал 0), то вместо сигнала 0 с входа 2^0 на элемент $И_3$ будет подан сигнал 1 с инвертора $НЕ_1$. Поэтому входы элемента $И_4$ соединены с входами минуя инверторы, а входы элемента $И_1$ — через инверторы.

Каскадное соединение дешифраторов. На рис. 8.2 представлен двухкаскадный дешифратор. На первый каскад (дешифратор $Д_4$) подаются старшие разряды дешифрируемой комбинации двоичного кода. Второй каскад состоит из четырех дешифраторов ($Д_0 — Д_3$), на выходы которых подаются младшие разряды. Каждый из дешифраторов $Д_0 — Д_3$ открывается сигналом с дешифратора $Д_4$, подаваемым на его вход *C*, причем сигнал с первого каскада открывает в данный момент времени только один дешифратор, остальные при этом отключены.

Если, например, на каждый вход дешифратора $Д_4$ подано по сигналу 1, то у него возбудится выход *3*, отчего откроется дешифратор $Д_3$, а дешифраторы второго каскада $Д_0 — Д_2$ будут закрыты. Если в это же время на вход 2^1 подан сигнал 1, на вход 2^0— сигнал 0, то возбудится выход *2* дешифратора $Д_3$, т. е. произойдет дешифрация комбинации 1110.

С помощью каскадного соединения можно строить дешифраторы на большое число выходов. Так, если к изображенному на рис. 8.2 двухкаскадному дешифратору добавить третий каскад, состоящий из 16 аналогичных дешифраторов на четыре выхода, то можно получить трехкаскадный дешифратор на 64 выхода. При этом каждый дешифратор второго каскада будет управлять по входу *C* четырьмя дешифраторами третьего каскада. На входы дешифраторов третьего каскада нужно подавать младшие разряды дешифрируемой комбинации 2^0 и 2^1, на входы дешифраторов второго каскада — символы разрядов 2^2 и 2^3 и на вход дешифратора первого каскада — символы старшего разряда 2^4 и 2^5. Если использовать

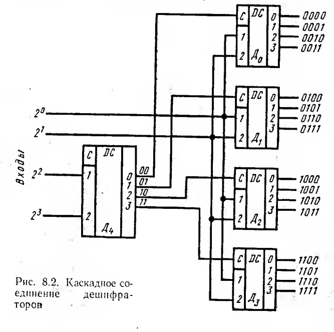


Рис. 8.2. Каскадное соединение дешифраторов

дешифраторы на большое число входов и выходов, то число каскадов для дешифрации многоразрядной комбинации можно уменьшить. В заключение заметим, что на рис. 8.2 дешифраторы изображены согласно ГОСТ 18682—73. Индекс *DC* означает декодер (от англ. decoder).

Прямоугольный дешифратор. Этот дешифратор можно назвать также ступенчатым, так как он состоит из двух ступеней (рис. 8.3). Первая ступень состоит из дешифраторов $Д_1$ и $Д_2$, вторая — из дешифратора, выполненного в виде матрицы на элементах И. Старшие и младшие разряды дешифрируемой комбинации подаются на входы дешифраторов $Д_1$, $Д_2$ и расшифровываются в каждом из них. Так, например, если дешифрируется комбинация 1111, то на дешифраторах $Д_1$ и $Д_2$ возбуждаются выходы *3*. Сигналы 1 с этих выходов, поданные на вход элемента $И_{15}$, образуют на его выходе 1. На выходах остальных элементов И потенциал равен нулю. При дешифрации, например, комбинации 0110 на дешифраторе $Д_2$ возбуждается выход *1*, а на дешифраторе $Д_1$ — выход *2*. С этих выходов сигналы 1 поступают на элемент $И_6$, возбуждая его выход. Таким образом, дешифруемая комбинация образуется из поступающих на элемент *И* двух символов старшего разряда с дешифратора $Д_2$ и двух символов младшего разряда с дешифратора $Д_1$.

Простота реализации дешифратора второй ступени на двухвходовых элементах И является преимуществом прямоугольного дешифратора.

Дешифратор двоичного кода на логических элементах И, НЕ, И—НЕ (рис. 8.4). Этот дешифратор состоит из двух ступеней; в первой ступени (элементы *I—XII*) осуществляется преобразование кодовых комбинаций младших разрядов, во второй ступени (элементы *XIV—XX*) — старших разрядов. Таким образом, дешифратор может преобразовать трехразрядные двоичные кодовые комбинации, поступающие на входы 2^0, 2^1 и 2^2 элементов, в десятичные числа. О назначении входа 2^3, элементов *XVIII* и *XX*, а также пунктирных линий будет сказано позже.

При поступлении на входы 2^0, 2^1 и 2^2 комбинации 000 на выходе элемента *I* будет сигнал 1, который подается на вход элемента *II* вместе с сигналом 0 с входа 2^1, образуя на выходе элемента *II* сигнал 1. На выходе

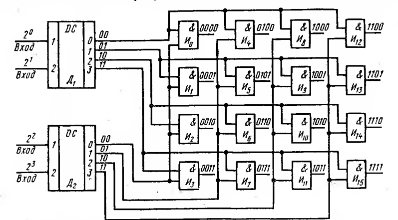


Рис. 8.3. Функциональная схема прямоугольного дешифратора

элемента *III* также возникает сигнал 1, так как на его вход поступают сигнал 1 с элемента *I* и сигнал 0 с входа 2^0. Все три сигнала 1, образующиеся на выходах элементов *I*, *II* и *III*, поступают на вход элемента *IV*, создавая на его выходе сигнал 0, который инвертируется в элементе *VIII* в 1. Этот сигнал 1 подается на элемент *XII* вместе с 1 с выхода инвертора *XIII* (0 с входа 2^2 преобразуется в инверторе в 1). Это значит, что поданной на входы комбинации 000 соответствует 1 на выходе элемента *XII*, т. е. на нулевом выходе (*0*). В то же время единицы с выходов элементов *I*, *II* и *III* инвертируются в элементах *V*, *VI* и *VII* в нули, поэтому нулевые потенциалы снимаются и с выходов *1*, *2*, *3*. И так как с входа 2^2 в данном случае на элементы *XIV*—*XVII* подается сигнал 0, то и на выходах *4, 5, 6, 7* также образуются нули. Это следует и из первого вертикального столбца табл. 8.1. При поступлении на входы комбинации 001 сигнал 1 возникает только на выходе инвертора *VII*. Этот сигнал 1 вместе с 1 на выходе инвертора *XIII* образует 1 на выходе элемента *XI* (выход *1*). При этом на всех остальных выходах — нулевые потенциалы (см. второй столбец табл. 8.1).

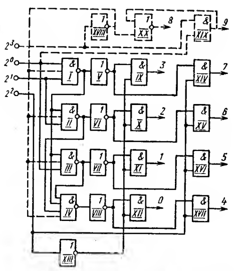


Рис. 8.4. Функциональная схема дешифратора на элементах И, НЕ, И—НЕ и дешифратора двоично-десятичного кода (пунктирные линии)

Если на входы дешифратора поступают комбинации с 1 в старшем разряде (100, 101, 110, 111), то возбуждается один из выходов элементов *XIV*—*XVII*. Происходит своеобразное сложение чисел 1, 2, 3 с числом 4, так как единица с входа 2^2 поступает сразу на входы всех элементов второй ступени минуя инвертор *XIII*. Так, при поступлении комбинации 100 на выходе элемента *VIII* возникает сигнал 1, который вместе с 1 с выхода 2^2 подается на элемент *XVII*, образуя на его выходе сигнал 1 (см. пятый столбец в табл. 8.1). Соответственно в элементе *XVI* складываются числа 1 и 4, возбуждая выход *5*, и т. д. При этом на выходах *0, 1, 2* и *3* образуются нулевые потенциалы, так как 1 с входа 2^2 преобразуется в инверторе *XIII* в 0, который и подается на входы элементов *IX*—*XII*.

Дешифратор двоично-десятичного кода. Так как в двоично-десятичном коде, например число 98, записывается как 10011000, то для его расшифровки требуются два дешифратора: первый — для преобразования десятков, второй — единиц. Для дешифрации трехзначного числа нужны три дешифратора и т. д. При этом каждый дешифратор должен преобразовывать кодовые комбинации от 0000 до 1001 в числа 0—9 соответственно.

Дешифратор, преобразующий трехразрядный двоичный код в числа

Таблица 8.1

Состояние элементов дешифратора, представленного на рис. 8.4, при преобразовании двоичных кодов в десятичные числа

Состояние	входов		2^3	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
			2^2	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
			2^1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
			2^0	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	выходов	первой ступени	I	1	1	1	0	1	1	1	0		
			II	1	1	0	1	1	1	0	1		
			III	1	0	1	1	1	0	1	1		
			IV	0	1	1	1	0	1	1	1		
			V	0	0	0	1	0	0	0	1		
			VI	0	0	1	0	0	0	1	0		
			VII	0	1	0	0	0	1	0	0		
			VIII	1	0	0	0	1	0	0	0		
			IX	0	0	0	1	0	0	0	0		
			X	0	0	1	0	0	0	0	0		
			XI	0	1	0	0	0	0	0	0		
			XII	1	0	0	0	0	0	0	0		
			XIII	1	1	1	1	0	0	0	0		
		второй ступени	XIV	0	0	0	0	0	0	0	1		
			XV	0	0	0	0	0	0	1	0		
			XVI	0	0	0	0	0	1	0	0		
			XVII	0	0	0	0	1	0	0	0		
			XVIII	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0
			XIX	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1
			XX	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0

от 0 до 7, был рассмотрен ранее, в частности на рис. 8.4. На том же рисунке пунктиром обозначены три логических элемента, позволяющие преобразовывать также четырехразрядные кодовые комбинации 1000 и 1001 в числа 8 и 9.

При поступлении на входы комбинации 1000 (на вход 2^3— единица, а на остальные входы — нули), на входах элемента *XX* будут нули (с элементов *XVIII* и *XIX*) и на выходе *8* возникнет единица. Чтобы при этом на выходе *0* от поступления на элемент *IV* трех единиц (из-за наличия нулей на входах 2^0 и 2^1) не образовался сигнал 1, предусмотрена блокировка. Сигнал 1 с входа 2^3 в элементе *XVIII* преобразуется в 0, который и подается на вход элемента *IV*, обеспечивая на его выходе сигнал 1, а на выходе элемента *VIII*—0 (когда на входе 2^3 сигнал 0, на элемент *IV* поступает 1 с элемента *XVIII*).

При поступлении комбинации 1001 единицы старшего и младшего разрядов подаются непосредственно на элемент *XIX*, образуя на его выходе сигнал 1. Одновременное образование единицы на выходе *1* от

символов 0 и 1 (в комбинации 1001) предотвращается той же блокировкой. Девятый и десятый вертикальные столбцы в табл. 8.1 иллюстрируют изложенное.

§ 8.2. Шифраторы

Шифратор — устройство, преобразующее код C_n^1 в двоичный. Это означает, что шифратор выполняет функции, обратные дешифратору. Действительно, если в дешифраторе сигнал подается на несколько входов и возбуждает только один выход, то в шифраторе сигнал поступает лишь на один вход, образуя двоичный код на нескольких выходах.

Шифратор на элементах ИЛИ. Схема этого шифратора представлена на рис. 8.5, *а*, а на рис. 8.5, *б* показано его условное обозначение. Индекс *CD* означает кодер (от англ. coder). При поочередной подаче сигналов на входы *1, 2, 4* соответственно поочередно возбуждаются выходы 2^0, 2^1, 2^2 (кодовые комбинации 001, 010 и 100). Однако при поступлении сигналов сначала на вход *3*, затем на вход *5* и потом на вход *6* возбуждаются также поочередно выходы 2^0 и 2^1; 2^0 и 2^2; 2^1 и 2^2, что соответствует комбинациям 011, 101 и 110. При подаче сигнала на вход *7* возбуждаются все три выхода.

Шифратор на элементах ИЛИ — НЕ и И — НЕ. Схема этого шифратора представлена на рис. 8.6. Это так называемый неполный шифратор, так как он имеет только 10 входов вместо 16, которые соответствовали бы 16 выходам (от 0000 до 1111).

Схема работает таким образом. Если ни на один из входов от *1* до *9* не подан сигнал 1, то это означает, что передается сигнал 0, которому соответствует двоичное число 0000. Действительно, нулевые сигналы, поданные на входы элементов ИЛИ — НЕ (*I—VI*), образуют на их выходах единичные сигналы, которые преобразуются в элементах И — НЕ (*VII—X*) в нулевые. Если, например, на вход *5* подан единичный сигнал, то на

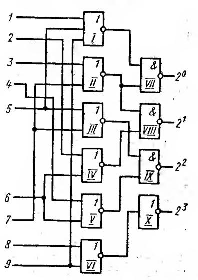


Рис. 8.6. Функциональная схема шифратора на элементах ИЛИ—НЕ и И—НЕ

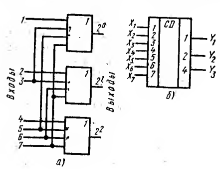


Рис. 8.5. Шифратор на элементах ИЛИ: *а* — функциональная схема; *б* — условное обозначение

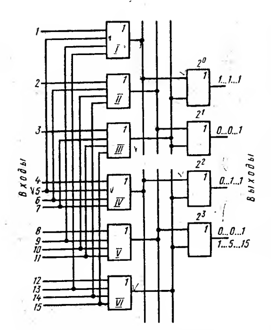


Рис. 8.7. Функциональная схема двухступенчатого шифратора

выходах элементов *I* и *III* образуются нулевые сигналы (на выходах элементов *II*, *IV*, *V* и *VI* по-прежнему будут 1). Сигнал 0 с элемента *I* вместе с 1 с элемента *II* создадут на выходе элемента *VII* сигнал 1. Такой же сигнал 1 образуется и на выходе элемента *IX*. В итоге на выходах элементов *VII*—*X* запишется комбинация 0101.

Выход старшего разряда выполнен на обычном инверторе. Так, при поступлении сигнала на вход *8* на выходе элемента *VI* образуется сигнал 0, который инвертируется в элементе *X* в 1. Поданный сигнал 1 на вход *9* создает 1 не только на выходе 2^3, но и 0 на выходе элемента *1*. Этот сигнал 0 вместе с 1 с выхода элемента *II* образует на выходе 2^0 сигнал 1. В итоге образуется комбинация 1001.

Двухступенчатый шифратор. Он предназначен для большого числа входов (рис. 8.7). Первая ступень состоит из шести элементов ИЛИ, подача сигналов на которые частично аналогична рис. 8.5. На выходах 2^0 и 2^1 шифруются сигналы младших разрядов, подаваемые на первые три элемента ИЛИ. Соответственно происходит шифрация старших разрядов при их поступлении на входы *4*, *5* и *6* элементов ИЛИ. Если, например, подан сигнал на вход *5*, то он снимается с выходов *IV* и *I* элементов ИЛИ и возбуждает выходы 2^2 и 2^0, что соответствует комбинации 0101; выходы 2^3 и 2^1 при этом не возбуждены. При подаче сигнала на вход *15* возбуждаются все выходы (комбинация 1111).

Используя двухступенчатый метод, можно строить шифраторы на очень большое число входов.

§ 8.3. Счетчики

Счетчики предназначены для подсчета импульсов и широко используются при построении различных узлов систем телемеханики.

Счетчики выполняются на триггерах и подразделяются на асинхронные, или последовательные, и синхронные, или параллельные. Асинхронные счетчики менее быстродействующие, чем синхронные, вследствие того что в них триггеры переключаются поочередно, а в синхронных — одновременно.

Асинхронный счетчик. Функциональная схема асинхронного счетчика на счетных триггерах представлена на рис. 8.8, *а*, а временна́я диаграмма

его работы — на рис. 8.8, *в*. На рис. 8.8, *б* показано условное обозначение такого счетчика.

Счетные триггеры, из которых собран счетчик, получены из *JK*-триггеров способом, указанным в гл. 7. Тактовые импульсы, переключающие счетчик, подаются только на триггер *1*. Первый импульс, поданный на его вход *C*, переключает триггер T_1 по заднему фронту, т. е. в момент перехода 1 в 0(1/0). На выходах *Q* триггеров образуется комбинация 0001 (рис. 8.8, *в*). Второй импульс на входе *C* в момент перехода 1/0 переключает триггер T_1 в состояние 0, а он в свою очередь переключает триггер T_2 из состояния 0 в 1 (возникает комбинация 0010). Поскольку счетные триггеры переключаются только при переходе 1/0, третий импульс на входе *C* опрокинет триггер T_1 из состояния 0 в 1; образуется комбинация 0011. Четвертый импульс на входе *C* задним фронтом опрокинет триггер T_1, который переведет триггер T_2 в состояние 0, триггер T_2 в момент перехода 1/0 переключит триггер T_3 и на выходе триггеров возникнет комбинация 0100. Триггер T_4 переключится при поступлении на вход *C* восьмого импульса; возникает ситуация, когда один импульс изменяет состояние всех триггеров, на входах которых образуется комбинация 1000.

Вследствие задержки при переключении триггеров переход от одной комбинации на выходах $Q_1 - Q_4$ к другой может сопровождаться возникновением промежуточных комбинаций, что в ряде случаев недопустимо. Например, при переходе от комбинации 0111 к комбинации 1000 могут кратковременно возникнуть комбинации 0110, 0010 и 0000. Действительно, когда восьмой импульс переключит триггер T_1 в состояние 0, пока будет переключаться триггер T_2, возникнет комбинация 0110. После переключения в состояние 0 триггера T_2 и до переключения в это состояние триггера T_3 образуется комбинация 0010 и т. д.

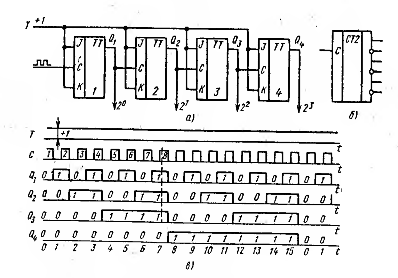


Рис. 8.8. Асинхронный двоичный счетчик:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение; *в* — временная диаграмма

Синхронный счетчик. Этот счетчик, выполненный на JK-триггерах (порядок их переключения дан на рис. 7.24), в значительной мере лишен недостатков асинхронного счетчика. Его функциональная схема представлена на рис. 8.9. Подача потенциала $+1$ на входы J и K не обязательна, так как в схеме используются триггеры серии К155, в которых открытые (не подключенные к схеме) входы J и K ведут себя так, как если бы на них была подана логическая 1.

Хотя схемы рис. 8.8 и 8.9 различны, но в результате переключения этих счетчиков образуется один и тот же двоичный код, т. е. временна́я диаграмма их работы одинакова. Поэтому рассмотрим работу счетчика, изображенного на рис. 8.9, используя диаграмму рис. 8.8, *в*.

Первый тактовый импульс (условно C_1) переключает триггер T_1, и на его выходе Q_1 появляется сигнал 1 ($Q_1=1$). Следующий импульс C_2 вместе с 1 с выхода Q_1 образует на выходе элемента $И_1$ сигнал 1 ($И_1=1$), который переключает триггер T_2 и $Q_2=1$ (одновременно $Q_1=0$). Импульс C_3 опрокидывает триггер T_1 и $Q_1=1$. Уже при нарастании импульса C_4 на выходах элементов $И_1$ и $И_2$ образуется сигнал 1, так как $Q_1=1$ и $Q_2=1$. При переходе импульса C_4 из 1/0 одновременно изменяют свое состояние сразу три первых триггера: $Q_1=0$, $Q_2=0$, а $Q_3=1$. Импульс C_5 задним фронтом переключает триггер T_1 и $Q_1=1$, а импульс C_6 вместе с единицей, снимаемой с выхода Q_1, образует на выходе элемента $И_1$ единицу, которая переключает триггер T_2 ($Q_2=1$). Импульс C_7 опрокидывает триггер T_1 ($Q_1=1$). В начале образования импульса C_8 на выходах всех элементов И возникает 1, так как $Q_1=Q_2=Q_3=1$, а при переходе импульса C_8 из 1/0 одновременно (а не последовательно, как на рис. 8.8, *а*) переключаются все триггеры: первые три — в состояние 0, а четвертый — в состояние 1

Некоторая неодновременность переключения триггеров в этом счетчике определяется только задержками сигнала в последовательно включенных элементах И.

Асинхронный реверсивный двоичный счетчик (рис. 8.10, *а*). При сложении положительный потенциал $+1$ подается только на верхние схемы И элементов 2И — ИЛИ. В этом случае работа счетчика ничем не отличается от работы счетчика на рис. 8.8, *а*.

При вычитании, процесс которого и рассмотрим, потенциал $+1$ подается только на нижние схемы И. На временно́й диаграмме рис. 8.10, *б* показано, как происходит вычитание после того, как на счетчике образовалось двоичное число 1000. Хотя результат счета при сложении и вычитании

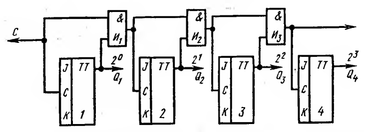


Рис. 8.9. Функциональная схема синхронного двоичного счетчика с защитой от возникновения ложных комбинаций

снимается только с прямых выходов $Q_1 - Q_4$ триггеров, процесс вычитания лучше прослеживается по изменению состояния инверсных выходов триггеров. Поэтому на рис. 8.10, *б* представлена временная диаграмма как выходов Q, так и выходов $\overline{Q}$. Заметим, что счет на выходах $\overline{Q}$ дополняет счет на выходах Q до числа 1111 (15). Например, при записи кода 1000 на выходах $Q_1 - Q_4$ на выходах $\overline{Q}_1 - \overline{Q}_4$ образуется кодовая комбинация 0111. Эти единицы проходят через нижние схемы И и образуют на выходах элементов *А*, *Б* и *В* единицы.

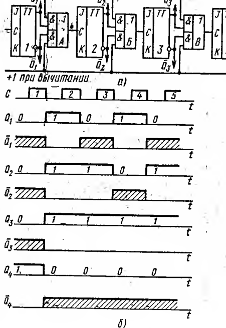


Рис. 8.10. Асинхронный реверсивный двоичный счетчик:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

При переходе 1/0 поступающего на вход C триггера T_1 первого тактового импульса C_1 переключается триггер T_1 ($Q_1 = 1$, а $\overline{Q}_1 = 0$). На выходе элемента *А* также возникает сигнал 0 и в момент перехода 1/0 (выход $\overline{Q}_1$) переключается триггер T_2 ($Q_2 = 1$, $\overline{Q}_2 = 0$). Переход 1/0 образуется и на выходе элемента *Б*, отчего опрокидывается триггер T_3. Аналогично переключается и триггер T_4. На выходах $Q_1 - Q_4$ записывается комбинация 0111 (7) вместо имевшейся комбинации 1000 (8). Импульс C_2 опрокидывает только триггер T_1, отчего возникает код 0110 (6). Импульс C_3 создает на выходе Q_1 сигнал 1, а сигнал 0 на выходе $\overline{Q}_1$ образует на выходе элемента *А* нуль, который опрокидывает триггер T_2 — записывается комбинация 0101 (5).

Если теперь снять положительный потенциал $+1$ с шины вычитания и подать его на шину сложения, то импульс C_4 опрокинет триггер T_1, нуль на выходе Q_1 через верхние шины И элемента *А* (нижние шины при снятии потенциала $+1$ заземляются и не функционируют) переключит триггер T_2 и на выходе Q_2 возникнет единица, а на всех выходах триггеров образуется комбинация 0110, т. е. начнется процесс сложения.

Двоично-десятичный счетчик. Такой счетчик должен состоять из нескольких декад счетчиков в зависимости от числа десятичных разрядов, которые должны быть просчитаны им. Так, если необходим подсчет до числа 99, то нужны два счетчика, аналогичные счетчику, представленному на рис. 8.8, *а*, с той лишь разницей, что каждый из них должен считать не

до числа 2^m (счетчик на рис. 8.8, *а* считает до 2^4—16), а только до 9. На счете 10 счетчик декады младших разрядов должен сбрасываться в состояние 0 с одновременной записью единицы в младший разряд старшей декады, для того чтобы образовался двоично-десятичный код 8.4.2.1 (см. табл. 3.4).

Двоично-десятичный четырехразрядный счетчик выпускается на ИМС и имеет обозначение К155ИЕ2. Упрощенная схема этого счетчика представлена на рис. 8.11, *а*. Шина начальной установки триггеров, при которой на выходах Q образуются нули, показана пунктиром.

Если на входы J и K триггеров, из которых собран счетчик, подан потенциал +1 (в серии 155 на свободные входы J и K можно ничего не подавать, что воспринимается микросхемой, как если бы на эти входы был подан потенциал +1), то они начинают переключаться от заднего фронта импульса, подаваемого на вход C, т. е. работают как счетные триггеры. Так, триггер T_1 переключается от каждого тактового импульса, что следует из временной диаграммы рис. 8.11, *б*. Триггер T_2, у которого на вход K ничего не подано, а на вход J поступает сигнал +1 с инверсного выхода триггера T_4 (когда он не переключен, т. е. при $Q_4=0$), переключается также от каждого импульса, поступающего с выхода Q_1. Триггер T_3 переключается от каждого импульса, приходящего с выхода Q_2.

На выходе Q_4 триггера T_4 сигнал 1 возникает в момент его переключения импульсом с выхода Q_1, когда на вход J этого триггера подана 1

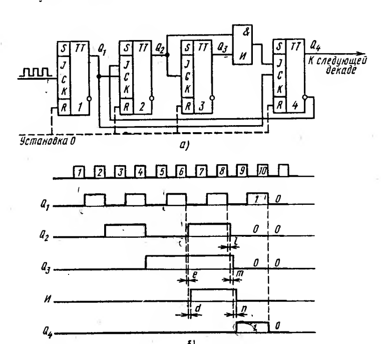


Рис. 8.11. Двоично-десятичный счетчик:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

с элемента И, что происходит лишь в такте *8*, когда с выходов Q_2 и Q_3 снимаются сигналы 1. До этого момента с элемента И на вход J поступает сигнал 0. Поэтому, как следует из таблицы на рис. 7.22, *г*, если $C=1$ (здесь $Q_1=1$), $J=0$ и $K=1$, то $Q_4=0$, т. е. триггер не переключается. Триггер T_4 переключается лишь в момент окончания восьмого тактового импульса при $Q_1=1$ (переход 1/0), $J=1$, $K=1$ и на выходе Q_4 возникает сигнал 1, который поступает на триггер младшего разряда в следующей декаде. Заметим, что такое же сочетание сигналов на входах триггера T_4 могло бы возникнуть и в момент окончания шестого тактового импульса. Однако ввиду задержек, возникающих при переключении триггера T_2 (задержка *e*) и открывании элемента И (задержка *d*), импульс Q_1 успевает закончиться до поступления сигнала 1 с элемента И. В то же время задержки по окончании импульсов (*l*, *m* и *n*) с выходов Q_2, Q_3 и элемента И обеспечивают указанное сочетание потенциалов и триггер T_1 переключается (на рисунке задержки несколько завышены).

После девятого тактового импульса на выходах триггеров образуется кодовая комбинация 1001. Десятый тактовый импульс переключает триггер T_1 в состояние 0, но триггер T_2 при этом не изменяет своего состояния, так как на его вход J подан сигнал 0 с инверсного выхода триггера T_4. Триггер T_4 переключится в состояние 0 также в десятом такте в момент окончания импульса на выходе Q_1, так как $J=0$ и $K=1$. Переключение триггера младшего разряда следующей декады счетчика происходит в момент окончания импульса на выходе Q_4 (переход 1/0). Таким образом, после десятого тактового импульса на выходах счетчика младшей декады возникают одни нули, а на выходах старшей декады — комбинация 0001.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение дешифратора.

2. Начертите схему линейного дешифратора, поменяв местами на рис. 8.4 входы, т. е. на элемент $НЕ_1$ подайте вход 2^1, а на элемент $НЕ_2$ — вход 2^0.

3. Проследите выбор комбинации 1001 в каскадном дешифраторе.

4. В чем преимущество прямоугольного дешифратора по сравнению с другими типами дешифраторов?

5. Проследите дешифрацию комбинации 1001 по схеме рис. 8.4 и объясните назначение элемента *XVIII*.

6. Дайте определение шифратора.

7. Проследите преобразование цифры 6 в комбинацию двоичного кода в шифраторах на рис. 8.5, 8.6 и 8.7.

8. При какой комбинации импульс, поданный на вход первого триггера, переключит все триггеры (см. рис. 8.8)? Объясните, как это происходит.

9. В чем разница между асинхронным и синхронным счетчиками?

10. Чем определяется неодновременность переключения триггеров в синхронном счетчике?

11. Проследите, как происходит возникновение на выходах счетчика (см. рис. 8.10) комбинации 0101 вместо 0110.

12. Объясните принцип построения двоично-десятичного счетчика и временную диаграмму его работы (см. рис. 8.11).

Глава 9. Регистры, распределители и коммутаторы

Эти функциональные узлы нашли широкое применение при построении систем телемеханики. Так, в подавляющем большинстве современных систем телемеханики используется временной принцип разделения сигналов (см. гл. 11), требующий применения распределителей. Коммутаторы широко используют в системах телеизмерения для поочередного подключения датчиков измеряемых величин к преобразователям.

§ 9.1. Основные понятия

Регистром называется устройство, предназначенное для приема, хранения и выдачи информации. Регистр состоит из ячеек, число которых равно числу разрядов кодов комбинации. Имеется несколько разновидностей регистров. Наибольшее применение в телемеханике получили регистры сдвига, или последовательные регистры, запись информации в которые производится только через первую ячейку, и регистры памяти, или параллельные регистры, запись в которые производится одновременно через все ячейки.

Распределитель — устройство, имеющее ряд выходов и обеспечивающее поочередное возникновение импульсов (потенциалов) на этих выходах. Существуют самоходные распределители (выполненные, например, на многотактном мультивибраторе), у которых нет входа. Однако в телемеханике применяют распределители, на вход которых подаются импульсы, обеспечивающие поочередное возникновение на выходах импульсов (потенциалов).

На рис. 9.1, *а* представлена структурная схема, общая как для регистра, так и для распределителя. Здесь $Яч_1 - Яч_n$ — ячейки, или элементы, распределителя (регистра), в которых поочередно записывается поступающая на вход информация. Продвижение записанной информации из ячейки в ячейку осуществляется тактовыми импульсами с помощью цепей связи *ЦС*.

Принцип действия распределителя иллюстрируется рис. 9.1, *б*. Распределитель распределяет поданную на его вход последовательность импульсов по четырем цепям, хотя число цепей может быть любым. В каждой цепи образуется своя последовательность импульсов с частотой, в четыре раза меньшей частоты импульсов на входе. Распределение импульсов по цепям происходит за время, равное циклу T. Длительность цикла T распределяется на интервалы $t_1 - t_4$ между цепями ($T = t_1 + t_2 + t_3 + t_4$, причем, как правило, $t_1 = t_2 = t_3 = t_4$) и определяется частотой следования импульсов и числом цепей $T = nt$, где n — число цепей, а t — время, отведенное для одной цепи.

В телемеханике распределители могут работать непрерывно в течение длительного времени, поэтому их называют непрерывно действующими. Это значит, что после распределения импульсов в течение 1-го цикла, по одному импульсу в каждую цепь, следует такое же распределение в течение 2-го цикла, затем 3-го и т. д. Характерной особенностью является распределение в данный момент времени лишь одного импульса. Это зна-

чит, что в интервалы времени t_1, или t_2, или t_3, или t_4 импульс будет появляться на выходе только одной цепи. Два (или больше) импульса одновременно не должны появиться на выходе двух или нескольких цепей.

Распределитель может также формировать и усиливать импульсы. Например, подавая на вход распределителя (рис. 9.1, *б*) синусоидальные импульсы, можно на выходе получить импульсы прямоугольной формы большей амплитуды и другой длительности. Таким образом, в общем случае распределитель может одновременно выполнять функции распределения, формирования, усиления и деления частоты импульсов.

Между распределителем и регистром имеются различия. Первое различие состоит в методе записи информации. В распределитель информация записывается только в первую ячейку; при этом в течение цикла записывается лишь одна единица. В регистр за цикл может быть записано любое число единиц, не превышающее число ячеек регистра. Если эта запись производится только в первую ячейку, а в последующие ячейки она попадает из первой, то такие регистры называют последовательными. Существуют также регистры, на ячейки которых информация может записываться одновременно (параллельные регистры).

Второе различие между распределителем и регистром заключается в методе съема информации. В распределителе в данный момент времени сигнал, равный единице, снимается только с одной ячейки, а в течение цикла — со всех ячеек по очереди (заметим, что это обеспечивает съем импульсов с выходных цепей ячеек распределителя согласно распределительному коду C_n^1). В регистре сдвига информация снимается с одной

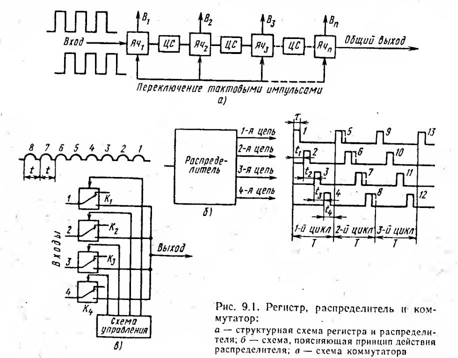


Рис. 9.1. Регистр, распределитель и коммутатор:

а — структурная схема регистра и распределителя; *б* — схема, поясняющая принцип действия распределителя; *в* — схема коммутатора

(обычно последней) ячейки, однако в других типах регистров она может сниматься с нескольких ячеек, например с выходов $B_1 - B_n$ (рис. 9.1, *а*).

Распределители обычно являются циклическими, т. е. непрерывно действующими, устройствами, для чего последний элемент распределителя по цепи связи подготавливает первый. Однако имеются и разомкнутые распределители, поэтому в некоторых частных случаях грани между распределителями и регистрами стираются.

В зависимости от того, используются ли одна или две последовательности тактовых импульсов, сдвинутые по фазе, распределители и регистры подразделяют на однотактные (одноходовые) и двухтактные (двухходовые).

Если сигналы, снимаемые с распределителя, возникают лишь в моменты его переключения (рис. 9.1, *б*), то имеют дело с распределителем импульсов. Так переключаются магнитные распределители.

Импульсы большей длительности — от момента начала переключения одной ячейки до момента начала переключения следующей (пунктир во 2-м цикле на рис. 9.1, *б*) — обеспечиваются распределителями потенциалов, выполненными на триггерах.

Коммутатором называется устройство, предназначенное для выбора и подключения одного из многих входов (выходов) только к одному выходу (входу). Любой из ключей (рис. 9.1, *в*) может быть замкнут по команде со схемы управления, подсоединяя тем самым выбранную входную цепь к выходу схемы. Схемой управления может быть регистр, распределитель, дешифратор или иное устройство, поочередно выдающее сигналы для подключения входов, число которых не ограничено.

Обычно применяют коммутаторы с последовательным или поочередным опросом, т. е. после первого входа подключается второй, затем третий и т. д. Однако входы могут подключаться и не регулярно. В телемеханике коммутаторы используют для различных целей, в частности в многоканальных кодоимпульсных системах телеизмерений для поочередного подключения измеряемых величин к аналого-цифровому преобразователю.

§ 9.2. Регистры

Регистры сдвига

Регистр сдвига, или последовательный регистр,— регистр с последовательным приемом и выдачей информации. В простейшем случае в ячейку $Яч_1$ (рис. 9.1, *а*) записывается единица, затем тактовыми импульсами она сдвигается в ячейки $Яч_2$, $Яч_3$ и т. д. Это однонаправленный регистр. Если в регистре можно сдвигать единицу не только вправо, но и влево, например из ячейки $Яч_3$ в ячейку $Яч_2$, то его называют реверсивным.

В общем случае в регистр можно записывать не одну единицу, а кодовую комбинацию. Если запись начинается с младшего разряда, то при первом тактовом импульсе этот разряд запишется в ячейку $Яч_1$. От второго тактового импульса младший разряд комбинации сдвинется в ячейку $Яч_2$, а в ячейку $Яч_1$ запишется второй разряд и т. д. Выдача комбинации также будет происходить начиная с младшего разряда, записанного в ячейку $Яч_n$.

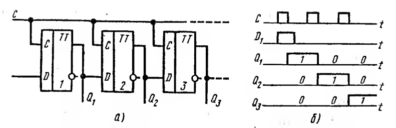


Рис. 9.2. Регистр сдвига на D-триггерах:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

Трехразрядный регистр сдвига на двухступенчатых D-триггерах (рис. 9.2, *а*). Выход предыдущего разряда подается на вход D следующего. Если на вход D первого триггера записать только одну единицу, то первый тактовый импульс, поступающий на входы C, переключит этот триггер и на выходах Q_1, Q_2 и Q_3 триггеров образуется код 100 (рис. 9.2, *б*). Так как выход Q_1 подается на вход D второго триггера, то следующий тактовый импульс переключит этот триггер и на выходах триггеров возникнет код 010 и т. д. Таким образом, каждый тактовый импульс сдвигает информацию на разряд вправо и устанавливает следующий триггер в состояние, в котором находился предыдущий. С выхода последнего триггера снимается последовательный код с задержкой относительно кода, подаваемого на вход, на число разрядов регистра.

Регистр сдвига можно выполнить и на JK-триггерах. Однако если в регистрах на D-триггерах с предыдущего на следующий триггер подается сигнал только с прямого выхода, то в JK-триггерах на входы J и K следующего триггера подаются прямой и инверсный сигналы с предыдущего триггера.

Четырехразрядный универсальный регистр сдвига К155ИР1 (рис. 9.3, *а*). Это серийно выпускаемая интегральная микросхема, которая содержит в одном корпусе (рис. 9.3, *б*) 15 логических элементов, обеспечивающих работу регистра в режиме последовательной и параллельной записи.

1. Работа регистра в режиме сдвига. В этом режиме на вход V_2 всегда подается нулевой потенциал. Поэтому единичный потенциал, снимаемый с выхода элемента VI, поступая на верхние схемы И элементов I—IV, подготавливает их к открытию. В то же время сигнал 0, подаваемый с элемента V на нижние схемы И тех же элементов, блокирует их работу. Нулевой потенциал с входа V_2 блокирует также верхнюю схему И элемента XV.

Сигнал 1 на вход регистра записывается по входу V_1. Вместе с сигналом 1, поступающим с элемента VI, он образует на выходе элемента I (2—2И— ИЛИ — НЕ) нуль, который подается на вход R элемента XI, представляющего собой RS-триггер с динамическим управлением и прямыми входами. Для работы таких триггеров на вход $\hat{S}$ должен подаваться сигнал 1. Для этой цели и предусмотрены инверторы VII—X. Таким образом, при поступлении единицы на вход V_1 подготовленным оказывается только триггер XI.

Тактовые импульсы нулевого уровня подаются на вход C_1. До поступления этих импульсов на входе C_1 имеется постоянный положительный

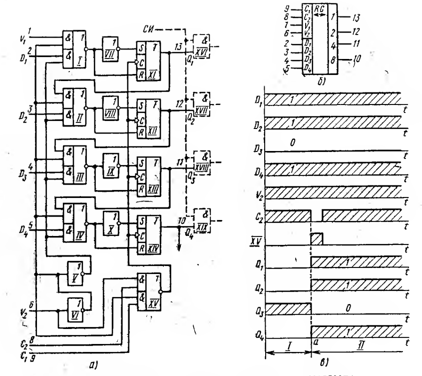


Рис. 9.3. Регистр сдвига на интегральной микросхеме К155ИР1:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение; *в* — временная диаграмма

потенциал, который вместе с сигналом 1 с выхода элемента *VI* через нижнюю схему И создает на выходе элемента *XV* нулевой потенциал, подаваемый на все входы *C* триггеров. При подаче первого нулевого тактового импульса на вход C_1 на выходе элемента *XV* образуется сигнал 1, поступающий на входы *C* триггеров. Поскольку подготовленным оказывается триггер *XI*, он и переключается. Положительный потенциал с выхода Q_1 поступает на верхнюю схему И элемента *II*, сигнал 0 с нее подается на вход *R* триггера *XII* и, будучи проинвертирован в элементе *VIII*, в виде единицы поступает на вход *S*. Таким образом подготавливается триггер *XII*, который переключается при поступлении очередного тактового импульса, подготавливая очередной триггер. Происходит сдвиг информации от триггера *XI* к триггеру *XIV*. Так как в нашем примере была записана только одна единица, то в результате сдвига образовалась кодовая комбинация 0001. Если единица соответствует младшему разряду, то записанная комбинация соответствует числу 1, если старшему — числу 8. Так же может быть записана комбинация с несколькими единицами, например 1010, 1011. Образованная на выходах $Q_1 - Q_4$ кодовая комбинация может быть снята в виде последовательного либо параллельного кода. Последовательный код снимается с выхода Q_4 путем подачи тактовых импульсов на вход C_1. Параллельный код может быть снят, например,

с помощью схем И (элементы *XVI—XIX*, изображенные пунктиром на рис. 9.3, *а*, так как они не входят в состав микросхемы К155ИР1) путем подачи считывающего импульса СИ на второй вход каждой схемы.

2. Работа регистра в режиме параллельной записи. В этом режиме на вход *6* подается положительный потенциал, и нуль, снимаемый с элемента *VI*, блокирует верхние схемы И элементов *I—IV*, а единица, снимаемая с элемента *V*, подготавливает нижние схемы И тех же элементов. Постоянный положительный потенциал подается в этом случае на вход *8* и вместе с единицей с входа *6* образует на выходе элемента *XV* сигнал 0, который поступает на входы *C* триггеров. При подаче тактового импульса нулевого уровня на вход *8* на выходе элемента *XV* получится единица, которая разрешит переключение всех триггеров и на них будет записана информация, поданная на входы $D_1 - D_4$. В данном примере записывается кодовая комбинация 1111, хотя с таким же успехом может быть записан любой четырехразрядный двоичный код. Например, при записи кодовой комбинации 1010 старший разряд можно записать на выходе Q_1. Записанная кодовая комбинация может быть снята в виде последовательного или параллельного кода, как было описано.

На временной диаграмме рис. 9.3, *в* показан пример параллельной записи кодовой комбинации 1101. Сигналы, поступившие на входы $D_1 -$ $- D_4$, переключают триггеры в состояния, указанные в интервале времени *I*. Нулевой потенциал в момент *а*, поданный на вход C_2, будучи преобразован в положительный импульс в элементе *XV*, переключает триггеры в состояния, представленные в интервале времени *II*. Таким образом, информация, поданная с входов $D_1 - D_4$, записывается на выходах триггеров.

Регистр памяти — регистр с параллельным приемом и выдачей информации, каждая ячейка которого имеет свои вход и выход.

На рис. 9.4, *а* представлена схема регистра памяти, выполненного на серийно выпускаемой интегральной микросхеме К155ТМ5. В одном корпусе расположены четыре *D*-триггера. Входы *C* триггеров *2* и *3* должны быть дополнительно соединены.

Информация записывается на входы *D*. Сигнал 1, поданный на вход *C*, устанавливает все триггеры в соответствии с информацией, поданной на входы *D*.

Таким образом осуществляется запись двоичной информации в регистр памяти. Эта информация, установленная на выходах *Q*, будет храниться, пока $C=0$ независимо от наличия или отсутствия сигналов на входах *D*.

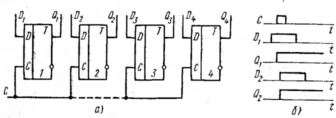


Рис. 9.4. Регистр памяти на *D*-триггерах:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

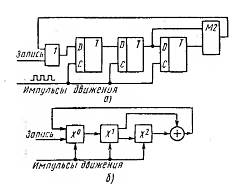


Рис. 9.5. Работа регистра сдвига с сумматором по модулю 2:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение

На рис. 9.4, *б* показан пример записи двух единиц, поданных на входы D_1 и D_2. Сигнал, поступивший на вход *C*, устанавливает на выходах Q_1 и Q_2 состояние 1. На входы D_1— D_4 может быть подан любой четырехразрядный двоичный код от 0000 до 1111 и после переключения триггеров по входу *C* эта комбинация будет храниться сколь угодно долго.

Совместная работа регистра сдвига и сумматора по модулю 2. Совместная работа регистра сдвига с обратной связью и сумматора по модулю 2 (см. рис. 7.9) широко используется в схемах кодирования и декодирования циклических кодов (см. гл. 10). Пример схемы, состоящей из регистра на три ячейки и сумматора по модулю 2, представлен на рис. 9.5, *а*. Так как в дальнейшем подобные и более сложные схемы будут неоднократно повторяться, эту схему заменим упрощенной схемой рис. 9.5, *б*, в которой отдельные ячейки регистра сдвига обозначены через X^i, а сумматоры — знаком $\oplus$.

Если ни в одну ячейку регистра (рис. 9.5, *б*) ничего не записано, то его состояние определится как 000. Предположим, что в ячейку X^0 записан сигнал 1, а в ячейки X^1 и X^2—0. В этом случае регистр имеет состояние 100. Если сумматор отсутствует, то получается обычный регистр сдвига и при первом переключении сигнал 1 из ячейки X^0 перейдет в ячейку и состояние регистра будет 010. В следующем такте состояние определится как 001. Таким образом, при отсутствии сумматора по модулю 2 число состояний регистра $N=n$, где n — число ячеек регистра.

Рассмотрим работу схемы по табл. 9.1.

Таблица 9.1

Совместная работа регистра и сумматора по модулю 2

Номер такта	Вход	Состояние ячеек регистра		
		X^0	X^1	X^2
0		0	0	0
I	1 →	1	0	0
II		0	1	0
III		1	0	1
IV		1	1	0
V		1	1	1
VI		0	1	1
VII		0	0	1

В каждом такте (от *I* до *VII*, исключая нулевой) показано состояние ячеек регистра после записи и считывания информации. В исходном состоянии во всех ячейках регистра записан сигнал 0. В такте *I* в ячейку X^0 регистра записывается сигнал 1. Далее вторым тактовым импульсом происходит переписывание сигнала 1 из ячейки X^0 в ячейку X^1 (косая стрелка из ячейки X^0 в ячейку X^1). В такте *III* сигнал 1 из ячейки X^1 переписывается в ячейку X^2 и через сумматор — в ячейку X^0, что показано соответствующими стрелками. Сигнал 1 из ячейки X^2 через сумматор переходит в ячейку X^0, а из ячейки X^0— в ячейку X^1 (такт *IV*). В такте *V* во всех ячейках будут записаны сигналы 1, что показано стрелками. В тактах *VI* и *VII* сумматор

не пропускает два сигнала 1 с ячеек X^1 и X^2 в ячейку X^0 и в ней записывается 0. Сигналы 1 с ячеек X^0 и X^1 переписываются в ячейки X^1 и X^2 соответственно (такт *VI*), а в такте *VII* 1 заполнит только ячейку X^2. В дальнейшем состояние ячеек регистра начнет повторяться, начиная с такта *I*.

Таким образом, применение сумматора позволяет увеличить число состояний схемы с трех до семи, а в общем случае до $N = 2^n - 1$, так как нулевая комбинация никогда далее не повторяется.

Деление многочленов с помощью регистра и сумматоров. Регистр с сумматорами по модулю 2 может быть использован для деления многочлена на многочлен.

Для деления любого многочлена на заранее фиксированный многочлен

$$h(X) = a_0X^0 + a_1X^1 + a_2X^2 + \ldots + a_{n-2}X^{n-2} + a_{n-1}X^{n-1}, \tag{9.1}$$

где $a_i = 1$ или 0, может быть использована схема рис. 9.6, *а*, в которой перед каждой ячейкой регистра имеется сумматор по модулю 2. Ячейка регистра для члена со старшей степенью и соответствующий ей сумматор отсутствуют. Это следует из процесса деления многочлена на многочлен, из которого вытекает, что старшие члены делимого и делителя, в которых всегда стоят

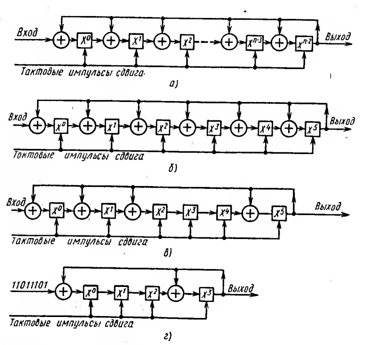


Рис. 9.6. Схемы для деления многочлена на многочлен:

а — многочлена *n*-й степени; *б* — многочлена $X^6 + X^5 + X^4 + X^3 + X^2 + X + 1$; *в* — многочлена $X^6 + X^5 + X^2 + X + 1$; *г* — многочлена $X^4 + X^3 + 1$

Таблица 9.2

Деление многочленов

Номер такта	Делимое (вход)	Состояние ячеек регистра				Частное (выход)
		X^0	X^1	X^2	X^3	
0		0	0	0	0	
I	1	1	0	0	0	0
II	0	0	1	0	0	0
III	1	1	0	1	0	0
IV	1	1	1	0	1	0
V	1	0	1	1	1	1
VI	0	1	0	1	0	1
VII	1	1	1	0	1	0
VIII	1	0	1	1	1	1

единицы, складываясь по модулю 2, дают нуль. Для случая $a_i = 1$, т. е., например,

$$h(X) = X^0 + X^1 + X^2 + X^3 + X^4 + X^5 + X^6, \qquad (9.2)$$

схема делителя представлена на рис. 9.6, *б*.

Рассмотрим теперь, как составляется схема для деления на многочлен, если в нем некоторая $a_i = 0$. Например, если $P(X^6) = X^6 + X^5 + X^2 + X + 1$, то сумматоры перед ячейками X^3 и X^4 регистра отсутствуют. Поэтому схема имеет вид, показанный на рис. 9.6, *в*. Однако все ячейки регистра (исключая старшую степень) в схеме присутствуют.

Рассмотрим пример деления на многочлен $P(X^4) = X^4 + X^3 + 1$, схема которого представлена на рис. 9.6, *г*. Разделим на этот многочлен (делитель) многочлен $G(X) = X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + X + 1$ (делимое). Результат деления может быть записан в виде табл. 9.2.

Из табл. 9.2 следует, что в такте *I* единица старшего разряда делимого записывается в ячейку X^0, в такте *II* эта единица считывается с ячейки X^0 и записывается в ячейку X^1 (косая стрелка из ячейки X^0 в ячейку X^1). Одновременно нуль делимого записывается в ячейку X^0, а нули из ячеек X^1 и X^2 переходят соответственно в ячейки X^2 и X^3, что также показано косыми стрелками. Нуль из ячейки X^3 появляется на выходе.

В тактах *III* и *IV* ячейки регистра продолжают заполняться, но на выход пока поступают только сигналы 0. Вследствие того что с ячейки X^3 сигнал 1 через сумматор X^0 поступает в ячейку X^0 одновременно с 1 делимого, в ней записывается 0 (такт *V*). В том же такте на выходе появляется 1 и через сумматор X^3 происходит запись 1 в ячейку X^3 (обратная связь с ячейки X^3 на ячейку X^0 регистра и на ту же ячейку X^3 показана косыми стрелками влево и вниз). В такте *VI*, хотя на вход поступает 0 делимого по обратной связи с ячейки X^3, в ячейку X^0 записывается 1. Однако из-за той же обратной связи в ячейке X^3 происходит запись 0, так как сумматор X^3 не пропустил два сигнала 1.

Заполнение ячеек регистра в такте *VII* происходит без обратной связи, которая вновь сказывается в такте *VIII*. Частное читается сверху вниз. Остатки от деления начинают записываться в ячейки регистра начиная с такта *V*. Последний остаток 1110 записан в такте *VIII*.

У м н о ж е н и е   м н о г о ч л е н о в   с   п о м о щ ь ю   р е г и с т р а   и   с у м м а т о р о в. Для умножения на тот же заранее фиксированный многочлен (9.1) может быть использована схема, представленная на рис. 9.7, *а*. В случае $a_i = 1$, т. е. если необходимо умножить на многочлен (9.2), схема соответствует рис. 9.7, *б*. На рис. 9.7, *в* изображена схема умножителя на многочлен $P(X) = X^4 + X^3 + 1$.

Рассмотрим процесс умножения многочлена $X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + X +$

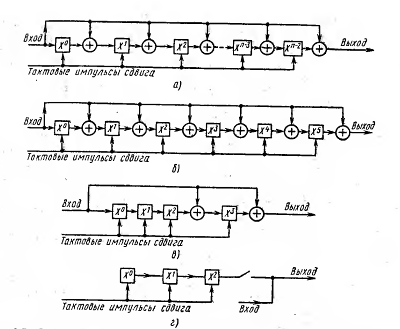


Рис. 9.7. Схемы для умножения многочлена на многочлен и одночлен:
а — многочлена *n*-й степени; *б* — многочлена $X^6+X^5+X^4+X^3+X^2+X+1$; *в* — многочлена X^4+X^3+1; *г* — одночлена X^3

$+1$ на многочлен $P(X)=X^4+X^3+1$ (табл. 9.3). В такте *I* единица старшего разряда записывается одновременно в ячейки X^0, X^3 и поступает на выход. В такте *II* на выход проходит сигнал 1 с ячейки X^3, а с ячейки X^0 он переходит в ячейку X^1. В такте *III* сигнал 1 записывается в ячейки X^0, X^3 и проходит на выход, а сигнал *1* с ячейки X^1 переходит в ячейку X^2. В такте *IV* сигнал 1 записывается только в ячейку X^0, но на выход он не проходит и не записывается в ячейку X^3. Этому препятствуют сигналы 1 с ячеек X^2 и X^3. Начиная с такта *IX* информация в регистр не поступает и регистр очищается, т. е. информация, записанная в такте *VIII*, такт за тактом подается на выход. Результат умножения (11101101001 1) читается сверху вниз.

Для умножения на одночлен X^n используют регистр без сумматора. Схема для умножения на одночлен X^3 представлена на рис. 9.7, *г*. Пока на выход поступает множимое, ключ разомкнут и с регистра, в котором записаны нули, ничего не снимается. После поступления на выход последнего символа множимого ключ замыкается и в течение трех тактов с регистра считываются на выход три нуля, так как умножение на X^n эквивалентно приписыванию к множимому n нулей справа.

Сравнивая схемы умножителей и делителей, можно сделать следующие выводы:

1) число ячеек регистра равно старшей степени многочлена, на который происходит умножение или деление. Ячейка регистра для старшей степени многочлена отсутствует, но всегда присутствует ячейка X^0;

Таблица 9.3

Умножение многочленов

Номер такта	Множимое (вход)	Состояние ячеек регистра				Произведение (выход)
		X^0	X^1	X^2	X^3	
0		0	0	0	0	
I	1	1	0	0	1	1
II	0	0	1	0	0	1
III	1	1	0	1	1	1
IV	1	1	1	0	0	0
V	1	1	1	1	1	1
VI	0	0	1	1	1	1
VII	1	1	0	1	0	0
VIII	1	1	1	0	0	1
IX		0	1	1	0	0
X		0	0	1	1	0
XI		0	0	0	1	1
XII		0	0	0	0	1

2) число сумматоров на единицу меньше числа ненулевых членов многочлена, на который производится деление или умножение, или на единицу меньше его веса;

3) при делении отбрасывается сумматор, соответствующий старшему члену многочлена, а при умножении — младшему. Например, при делении на многочлен $P(X) = X^4 + X^3 + 1$ остаются сумматоры для X^3, X^0, а при умножении на этот же многочлен — сумматоры до ячейки X^3 и после нее;

4) как в делителях, так и в умножителях сумматоры устанавливают перед ячейками регистра, соответствующими ненулевым членам многочлена тех же степеней. Так, в схеме умножителя на рис. 9.7, *в* показано, что сумматор X^4 поставлен перед отсутствующей ячейкой X^4, а сумматор X^3 — перед ячейкой X^3;

5) при умножении множимое подается одновременно на вход и на все сумматоры;

6) при делении делимое подается только на первый сумматор, а частное — на выход и на все сумматоры;

7) множимое или делимое поступает на вход начиная со старшего разряда.

§ 9.3. Распределители, коммутаторы и мультиплексоры

Распределители

Однотактный распределитель на четырех *D*-триггерах. Схема такого распределителя приведена на рис. 9.8, *а* (число триггеров может быть любым).

Выход *Q* предыдущего триггера соединен с входом *D* следующего триггера. Выход последнего триггера может быть соединен с входом первого минуя элемент ИЛИ — НЕ (пунктир на рисунке). Распределитель будет работать и в этом случае. Однако если по каким-либо причинам одновременно начнут переключаться два триггера или более (случай, возможный при большом числе триггеров), т. е. начнут циркулировать две единицы или больше, то такую ошибку исправить без остановки распределителя невозможно. Для предотвращения подобных ошибок предусмотрена защита в виде элемента ИЛИ — НЕ, на который подаются выходы всех триггеров. Когда переключится последний триггер, на входы этого элемента со всех выходов триггеров будут поданы нули, что обеспечит

поступление на вход D первого триггера единицы и подготовку его. Если вместе с переключением последнего триггера будет переключаться еще какой-нибудь, например второй, триггер, то на вход элемента ИЛИ — НЕ будет подана комбинация 0100 вместо 0000, что не обеспечит снятия с его выхода единицы. Когда распределитель переключится до конца, т. е. последуют комбинации 0100, 0010, 0001 и, наконец, 0000 ($Q_4=0$), первый триггер будет подготовлен и распределитель начнет правильно работать.

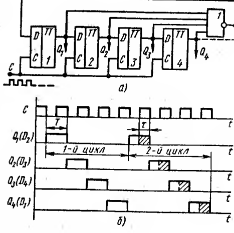


Рис. 9.8. Распределитель на D-триггерах: *а* — функциональная схема; *б* — временна́я диаграмма

На рис. 9.8, *б* представлена временна́я диаграмма распределителя, иллюстрирующая изложенное. Для построения распределителя использованы двухступенчатые D-триггеры, переключающиеся по заднему фронту синхронизирующего импульса C, т. е. при переходе единицы в нуль (1/0). Применение одноступенчатых триггеров, изменяющих свое состояние в момент перехода нуля в единицу (0/1) и в течение всей длительности импульса C, недопустимо, так как в зависимости от продолжительности импульсов C возможно переключение нескольких триггеров в течение действия одного импульса. Возможно и использование триггеров с динамическим управлением, переключающихся только в момент перехода 0/1.

Как следует из рис. 9.8, *б*, длительность импульсов, снимаемых с выходов распределителя, равна периоду тактовых импульсов T. В случае необходимости ее можно сделать равной длительности тактового импульса τ (заштрихованная часть импульса). Об этом будет сказано позже.

Распределитель на восемь каналов, составленный из двух интегральных микросхем К155ИР1 и трех логических элементов (рис. 9.9). Каждая из схем К155ИР1 представляет собой четырехразрядный регистр (см. рис. 9.3). Тактовые импульсы поступают на входы C. Переключение начинается со схемы $ИР1_1$, на вход V_1 которой записывается сигнал 1, а на выходах *1, 2, 3* и *4* поочередно возникает сигнал 1, снимаемый по назначению. Одновременно единица с выхода *4* подготавливает по входу V_1 схему $ИР1_2$, которая начинает переключаться и ее выходы *5—8* также поочередно начинают возбуждаться. Таким образом, в течение цикла с выходов распределителя будут поочередно сняты восемь импульсов.

Для непрерывного, цикл за циклом, переключения необходимо, во-первых, в начале каждого цикла записывать на вход V_1 схемы $ИР1_1$ сигнал 1, т. е. подготавливать распределитель к работе, и, во-вторых, прекра-

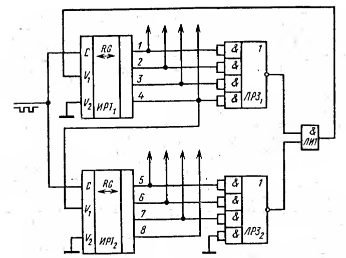


Рис. 9.9. Функциональная схема распределителя, составленного из регистров

щать работу распределителя в случае, если из-за помех на его выходах будет возникать в данный момент времени не один сигнал 1, а два или более. Для этой цели можно использовать метод, изложенный ранее (см. рис. 9.8). Однако элементы ИЛИ — НЕ с восемью входами не выпускаются, поэтому взяты две серийные микросхемы К155ЛР3, каждая из которых представляет собой логический элемент 2—2—2—3И —4ИЛИ — НЕ. Этот элемент содержит четыре схемы И: три — на два входа и одну — на три входа. С каждой из этих схем могут быть сняты единицы или нули, которые являются входами схемы ИЛИ. Элемент НЕ инвертирует приходящие сигналы. Так как в нашем случае схемы И не нужны, их входы были объединены, что преобразовало микросхему К155ЛР3 в элементы 4ИЛИ — НЕ.

До начала переключения распределителя на его выходах будут нулевые потенциалы, которые поступают на входы каждой из схем *ЛР*3. Образующиеся на выходах этих схем единичные сигналы поступают на элемент $ЛИ_1$, представляющий собой схему И на два входа. Сигнал 1 с этого элемента записывается на вход V_1 схемы $ИР1_1$, подготавливая ее к работе.

Когда схема $ИР1_1$ начнет переключаться, с ее выходов поочередно будет поступать сигнал 1 на схему $ЛР3_1$, т. е. возникнут комбинации 1000, 0100, 0010 и 0001. Во всех этих случаях на выходах схемы $ЛР3_1$ будет сигнал 0, который поступит на вход элемента *ЛИ1*. Возникающий сигнал 0, на выходе элемента $ЛИ_1$ не сможет повторно подготовить схему $ИР1_1$ к работе.

Далее сигналы 1 начнут сниматься с регистра $ИР1_2$ во время его переключения и подаваться на схему $ЛР3_2$, где они преобразуются в нули и подаются на элемент $ЛИ_1$ (в это же время на элемент $ЛИ_1$ со схемы $ЛР3_1$ поступают единицы, так как регистр $ИР1_1$ закончил свое переключение). Выход *8* регистра $ИР1_2$ не связан со схемой $ЛР3_2$, что эквивалентно

подаче сигнала 0 на нее, который преобразуется в 1. Два сигнала 1, поданные со схем $ЛР3_1$ и $ЛР3_2$ на элемент $ЛИ_1$, обеспечат на его выходе 1, которая и подготовит распределитель к новому циклу.

Распределитель на восемь каналов, составленный из счетчика и дешифратора (рис. 9.10). Работа счетчика рассматривалась в гл. 8, так что для уяснения работы распределителя целесообразно пользоваться временной диаграммой рис. 8.8, *б*, исключая выход Q_4. Дешифратор собран на восьми элементах И, каждый из которых имеет три входа. При необходимости получения с выхода распределителя импульсов, длительность которых равна длительности тактового импульса (см. рис. 9.8, *б*), на вход каждого элемента И подаются тактовые импульсы с входа C (пунктир).

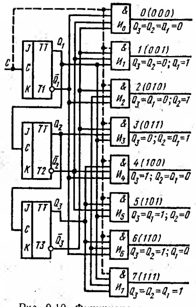


Рис. 9.10. Функциональная схема распределителя, составленного из счетчика и дешифратора

Импульс на выходе элемента $И_0$ возникнет, когда на его входы будут поданы три сигнала 1 с выходов $\overline{Q}$ всех трех триггеров. Это момент счета 0 (см. рис. 8.8, *б*), когда все $Q=0$, а все $\overline{Q}=1$. По окончании импульса C_1 (см. рис. 8.8, *б*), т. е. когда переключится триггер T_1, три сигнала 1 будут поданы только на вход элемента $И_1$: две 1 — с инверсных выходов $\overline{Q}_3$ и $\overline{Q}_2$ и одна 1 — с прямого выхода Q_1. На выходе элемента $И_1$ возникнет импульс. По окончании импульса C_2 три сигнала 1 возникнут только на входе элемента $И_2$ и на его выходе образуется импульс и т. д.

Коммутаторы

Коммутаторы можно подразделить на контактные и бесконтактные. К первым относятся электромеханические коммутаторы, до сих пор еще используемые в телефонии, где они предназначены для коммутации аналоговых сигналов. В телемеханике сейчас применяют бесконтактные коммутаторы на интегральных микросхемах, которые могут коммутировать как аналоговые, так и цифровые сигналы. Схема одного из них, выполненного в виде интегральной микросхемы К155КП7, представлена на рис. 9.11, *а*.

Цифрами 0—7 обозначены восемь входов, которые поочередно или в ином порядке должны подсоединяться к прямому выходу Y_1 или к инверсному выходу Y_2. Коммутатор управляется двоичным кодом: входы 2^2, 2^1 и 2^0. В коммутаторе имеется еще один управляющий, так называемый стробирующий вход X_1. Если на этот вход ничего не подается, то с элемента НЕ на все восемь элементов И всегда подается 1, разрешающая нормальную работу коммутатора. Сигнал 1, поданный на вход X_1, запрещает работу коммутатора, так как 0, поступающий с выхода инвертора на все элементы И, блокирует их действие. В зависимости от поданной на управ-

ляющие входы кодовой комбинации выбирается соответствующий вход и сигнал 1, поданный на этот вход, будет снят с выхода. Например, при поступлении комбинации 101 сигнал 1, поданный на вход X_{10}, будет снят со второго инвертора этого входа также в виде 1 и поступит на ряд элементов И, в том числе на элемент, имеющий вход X_7. Сигнал 0, поданный на вход X_{11}, поступит с выхода первого инвертора этого входа уже в виде 1 на тот же элемент И. На этот элемент поступит и сигнал 1 со второго инвертора входа 2^0. Так как рассматривается случай, когда стробирование отсутствует, то на тот же элемент И будет подан и четвертый сигнал 1 с инвертора входа X_1, т. е. будут созданы все условия для выбора входа *5*. И если теперь на вход X_7 будет подан сигнал 1, то с элемента И этого входа будет снята 1, которая, пройдя через сборку ИЛИ, поступит на выход (заметим, что вторые инверторы управляющих входов предназначены для дополнительного усиления, так как единицы, подаваемые на эти входы, можно подавать на элементы И и непосредственно с входов минуя инверторы).

Мультиплексоры

Мультиплексор — устройство, которое обеспечивает подключение нескольких независимых каналов к одному каналу. Мультиплексор аналогичен коммутатору и служит для коммутации цифровых сигналов в вычислительной технике, где под термином «мультиплексирование» понимают использование одной и той же шины в различные промежутки времени для передачи по ней различной цифровой информации.

Функциональная схема одного из вариантов мультиплексора представлена на рис. 9.12 [35]. В зависимости от сигналов, подаваемых на управляющие входы α_1 и α_2, к выходу будет подсоединен один из информационных входов $X_1 — X_4$. Можно записать, что

$$Y=\overline{\alpha}_1\overline{\alpha}_2X_1+\alpha_1\overline{\alpha}_2X_2+\overline{\alpha}_1\alpha_2X_3+\alpha_1\alpha_2X_4.$$

Так, если $\alpha_1=\alpha_2=0$,

Рис. 9. 11. Коммутатор восьми каналов на один со стробированием:
а — функциональная схема; *б* — условное обозначение

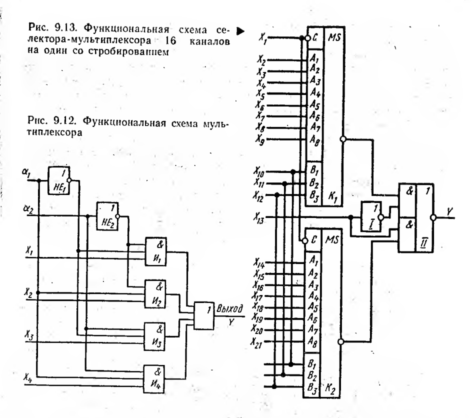


Рис. 9.13. Функциональная схема селектора-мультиплексора 16 каналов на один со стробированием ▶

Рис. 9.12. Функциональная схема мультиплексора

то с выходов инверторов $НЕ_1$ и $НЕ_2$ сигналы 1 поступят на элемент $И_1$ и информационный вход X_1 будет соединен с выходом Y. Все остальные элементы $И$ оказываются закрытыми, так как на них поступают логические 0 с управляющих входов α_1 и α_2, т. е.

$$Y = 1 \cdot 1 \cdot X_1 + 0 \cdot 1 \cdot X_2 + 1 \cdot 0 \cdot X_3 + 0 \cdot 0 \cdot X_4.$$

Вследствие того что логическое произведение управляющих сигналов равно единице только для входа X_1, он и оказывается выбранным. На рис. 9.13 приведена схема селектора-мультиплексора 16 каналов на один со стробированием, выполненная на микросхеме К155КП1 и других логических элементах [32]. Схемы K_1 и K_2 являются коммутаторами. Функциональная схема такого коммутатора приведена на рис. 9.11. Вход X_{13} является управляющим. Если на него подан логический 0, то с элемента *I* будет снята 1, которая открывает верхний элемент И схемы *II* и закрывает нижний элемент этой схемы. Логическая 1 на входе X_{13} открывает нижний элемент схемы *II* и закрывает верхний элемент этой схемы. Назначение стробирующего входа было рассмотрено раньше (см. рис. 9.11).

На входы X_{10}, X_{11} и X_{12} поступает код, выбирающий тот или иной вход из восьми возможных в каждом коммутаторе, т. е. выбираются сразу два одинаковых входа: один — на коммутаторе K_1, другой — на коммутаторе K_2. На какой коммутатор поступит поданный код, зависит от сигнала на

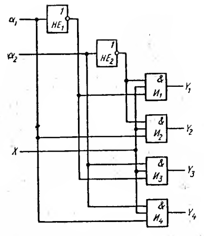


Рис. 9.14. Функциональная схема демультиплексора

управляющем входе X_{13}. Так, если, например, поступил код 110, то в каждом коммутаторе будет выбран вход A_4. Логическая 1, поданная на вход X_{13}, обеспечит поступление кода 110 на выход Y с входа X_{17} коммутатора K_2. Логический 0 на входе X_{13} подключит к выходу информацию с входа X_5.

Демультиплексором называют схему, подсоединяющую один входной сигнал к одному из нескольких выходов. На рис. 9.14 показано, что в зависимости от комбинации сигналов, поданных на управляющие входы α_1 и α_2, информационный вход X будет подсоединен к одному из выходов Y_1— Y_4. Если $\alpha_1=\alpha_2=1$, то откроется элемент $И_4$ и вход X будет подсоединен к выходу Y_4. Если $\alpha_1=\alpha_2=0$, то логические 1 с инверторов $НЕ_1$ и $НЕ_2$ откроют элемент $И_1$ и соединят вход X с выходом Y_1.

Контрольные вопросы

1. Дайте определение регистра и начертите его структурную схему. Укажите разновидности регистров.
2. То же, для распределителя.
3. Проведите сравнение регистра и распределителя.
4. Дайте определение коммутатора и мультиплексора.
5. Объясните работу регистра сдвига по схеме рис. 9.2.
6. Как и в каких режимах работает регистр, изображенный на рис. 9.3?
7. Объясните работу регистра памяти по схеме рис. 9.4.
8. Что дает совместная работа регистра и сумматора?
9. Объясните совместную работу регистра и сумматора по модулю 2 по табл. 9.1,
10. Объясните работу однотактного распределителя по рис. 9.8.
11. Как работает распределитель на восемь каналов (см. рис. 9.9)?
12. Как составляется распределитель из счетчика и дешифратора (см. рис. 9.10)?
13. Объясните работу схемы рис. 9.11, *а*.
14. В чем разница между мультиплексором и демультиплексором?
15. При каких сигналах на управляющих входах информационный вход X_3 будет подсоединен к выходу Y (см. рис. 9.12)?
16. При каких сигналах на управляющих входах информационный вход X будет подсоединен к выходу Y_3 (см. рис. 9.14)?
17. Объясните работу схемы рис. 9.13.

Глава 10. Узлы и схемы, используемые в системах телемеханики

Основными функциональными узлами, используемыми в системах телемеханики, являются кодопреобразователи, а также схемы сравнения кодов, которые представляют собой логическое продолжение материала, изложенного в гл. 3. Однако понимание принципа их действия возможно лишь при знании узлов, рассмотренных в гл. 7—9.

В этой главе описываются кодопреобразователи наиболее применяемых кодов. Кодопреобразователи инверсного и корреляционного кодов приведены в Приложении I. Материал по бесконтактным компараторам и частотным избирателям дается в кратком изложении, достаточном для понимания материала последующих глав.

§ 10.1. Кодопреобразователи

Кодопреобразователями называются схемы или устройства, преобразующие один код в другой. Например, на вход кодопреобразователя, имеющего n входов, подается двоичный код, а с выходов кодопреобразователя, имеющего m выходов, снимается двоично-десятичный код. В зависимости от преобразуемых кодов число входов n может быть больше или меньше числа выходов m. Однако чаще всего преобразователи применяют для преобразования обычных двоичных кодов в корректирующие коды и для обратного преобразования этих кодов в двоичные или двоично-десятичные коды.

Строго говоря, дешифраторы и счетчики являются также кодопреобразователями; первые преобразуют подаваемый на вход двоичный код в код C_n^1 на выходах, а вторые — поступающую последовательность импульсов (единичный код) в двоичный или иной код на выходах.

Преобразование двоичного кода в код с четным числом единиц

Функциональная схема такого преобразователя для пятиразрядного кода приведена на рис. 10.1. Преобразуемый двоичный код записывается через элементы И в регистр с помощью распределителя. Старший разряд

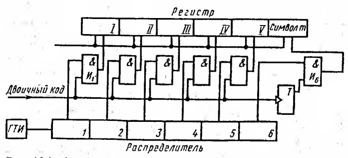


Рис. 10.1. Функциональная схема образования кода с четным числом единиц

Таблица 10.1

Образование кода с четным числом единиц

Номер такта	Двоичный код	Потенциал выхода триггера	Символ
I	1	1	
II	1	0	
III	0	0	
IV	1	1	
V	0	1	
VI			1

кодовой комбинации подается сразу на все элементы И и триггер, находящийся первоначально в нулевом состоянии. Импульс с первой ячейки распределителя поступает только на элемент $И_1$, с которого снимается импульс и записывается в первую ячейку регистра. Следующий разряд кода запишется таким же образом во вторую ячейку регистра и т. д. Определение состава контрольного символа m (0 или 1), который должен быть записан в последнюю ячейку регистра, производится счетным триггером, переключающимся от каждой единицы кодовой комбинации. В табл. 10.1 показан пример кодирования кодовой комбинации 11010.

В такте *I* при поступлении единицы старшего разряда триггер переключается и на его выходе возникает единичный потенциал. В такте *II* единица кода вновь переключает триггер и на его выходе создается нулевой потенциал.

В такте *III* ничего не изменяется. В такте *IV* потенциал триггера становится равным единице и остается таким же после такта *V*. В такте *VI* импульс с ячейки *6* распределителя, поданный на элемент И, переписывает 1 с выхода триггера в регистр. Таким образом, будет образован код 110101 с четным числом единиц.

Схема рис. 10.1 может быть применена и при декодировании кода с четным числом единиц. Если при передаче не произошло искажений, то после записи в регистр принятой кодовой комбинации символ m всегда будет логическим 0. В этом случае комбинации принимаются и символ m отбрасывается. Если символ m окажется равным единице, то комбинация бракуется.

Преобразование двоичного кода в двоично-десятичный код

В системах телеизмерения для воспроизведения измеряемой величины в виде цифр десятичной системы счисления перед подачей на цифровые индикаторы целесообразно двоичный код преобразовывать в двоично-десятичный. В этом случае схема оказывается проще, чем при воспроизведении информации путем прямого преобразования двоичного кода в числа десятичной системы счисления. Действительно, если число в двоичном коде, равно, например, 1100010, то после перевода его в двоично-десятичный код (10011000) для дешифрации этого кода потребуются два дешифратора не более чем по 10 выходов в каждом для подачи сигналов на индикатор, например лампу типа ИН. Если число 1100010 сразу преобразовать в десятичное, то потребуется дешифратор на 99 выходов, т. е.

значительно более сложный. Однако преобразователь двоичного кода в двоично-десятичный также оказывается достаточно сложным.

Идея преобразования двоичного кода в двоично-десятичный код заключается в следующем. Имеются два счетчика: один — двоичный, в который записывается преобразуемый код в инверсном виде (например, число 0011001 в инверсном виде запишется как 1100110), а другой — двоично-десятичный, в котором следует записать требуемый код; в нашем примере код 0011001 должен быть записан в двоично-десятичном эквиваленте. Счетчики начинают одновременно переключаться от общего генератора. Когда на всех выходах двоичного счетчика возникнут единицы, оба счетчика прекратят счет, так как двоичный счетчик переключился на преобразуемый код (действительно, чтобы число 1100110 превратилось в 1111111, к нему необходимо добавить преобразуемое число 0011001). Поскольку то же число импульсов (в нашем примере 0011001 → 25) подается и на двоично-десятичный счетчик, в нем записывается требуемый код (0011001 запишется в виде двоично-десятичного числа 00100101).

Структурная схема преобразователя двоичного кода в двоично-десятичный код представлена на рис. 10.2. Преобразуемая комбинация двоичного кода записывается в инверсном виде в блок памяти с помощью распределителя и логических элементов И и НЕ. По окончании записи импульс с распределителя, подаваемый на схемы И, переписывает записанный в инверсном виде код на входы триггеров, образующих двоичный счетчик *ДС*. На последнем такте работы распределителя открывается схема $И_1$ и импульсы с генератора *Г* начинают поступать на двоичный и двоично-десятичный счетчики *ДДС*. Частота импульсов, поступающих с генератора, значительно выше частоты переключения распределителя, что позволяет обоим счетчикам за время одного такта распределителя переключиться от первого до последнего разряда. Переключение заканчивается, когда на выходах всех триггеров двоичного счетчика появятся единицы. Это открывает схему $И_2$, которая, переключив триггер, закрывает схему $И_1$, и поступление импульсов с генератора на счетчики

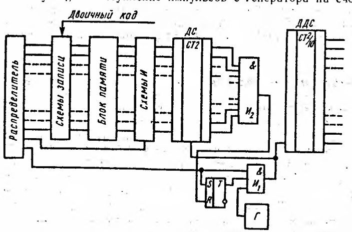


Рис. 10.2. Структурная схема преобразователя двоичного кода в двоично-десятичный код 8.4.2.1

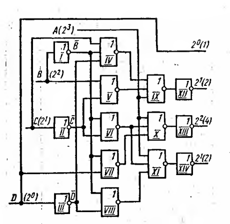


Рис. 10.3. Функциональная схема преобразователя двоичного кода в самодополняющийся двоично-десятичный код 2.4.2.1

прекращается. В рассматриваемом примере счет прекратится после поступления с генератора 25 импульсов и на выходах двоично-десятичного счетчика запишется число 25.

Преобразование двоичного кода в самодополняющийся двоично-десятичный код 2.4.2.1

Для схемы преобразователя рис. 10.3 использованы элементы ИЛИ — НЕ и НЕ. Если серия ИМС содержит элементы ИЛИ, то вместо элементов ИЛИ — НЕ и НЕ (*IX* и *XII*, *X* и *XIII*, *XI* и *XIV*) можно поставить три элемента ИЛИ.

Табл. 10.2, поясняющая работу схемы, составлена таким образом. В ее верхних четырех строках записан преобразуемый двоичный код, а в самой нижней — десятичные цифры. В пятой — второй строках снизу зафиксированы комбинации кода 2.4.2.1, которые образуются на выходах схемы. В остальных строках таблицы записаны единицы или нули, которые образуются на выходах перенумерованных элементов.

Рассмотрим пример преобразования комбинации двоичного кода 1001 в код 2.4.2.1. Младшие разряды обоих кодов всегда совпадают, поэтому логическая 1 с входа *D* поступает не только на элементы *III*, *VII*, но и на выход 2^0 (*1*). На элемент *IV* поступают два логических 0 (с выхода *C* и элемента *III*) и логическая 1 с элемента *I*, поэтому на выходе элемента *IV* образуется нуль. На элемент *V* подаются логический 0 с входа *B* и логическая 1 с элемента *II* и на выходе элемента *V* возникает нуль. На выходах элементов *VI*, *VII* и *VIII* также образуются нули. На элемент *IX* подаются единица старшего разряда и два нуля (с элементов *IV* и *V*), поэтому на его выходе образуется нуль. Так как с элементов *VI*, *VII* и *VIII* на элементы *X* и *XI* поступают нули, а с выхода *A* — единица, то на выходах элементов *X* и *XI* также возникают нули. Нули с элементов *IX*, *X* и *XI* преобразуются инверторами *XII*, *XIII* и *XIV* в единицы. Таким образом, комбинации двоичного кода 1001 соответствует комбинация 1111 кода 2.4.2.1, записанная на выходах 2^0, 2^1, 2^2, 2^3 в табл. 10.2 (последний столбец справа).

Придерживаясь данных, приведенных в таблице, можно проследить преобразование любой комбинации.

Преобразование двоичного кода в код Грея и обратно

Код Грея образуется путем сложения по модулю 2 преобразуемой комбинации двоичного кода с той же комбинацией, сдвинутой на один разряд вправо. При таком сложении символ старшего разряда не пре-

Преобразование двоичного кода в код 2.4.2.1 Таблица 10.2

Состояния	входов	A (2^3)	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1
		B (2^2)	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0
		C (2^1)	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0
		D (2^0)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
	выходов	I	1	1	1	1	0	0	0	0	1	1
		II	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
		III	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
		IV	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
		V	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0
		VI	0	0	0	0	0	0	1	1	0	0
		VII	0	0	0	0	1	0	1	0	0	0
		VIII	0	0	0	0	0	1	0	1	0	0
		IX	1	1	0	0	1	0	1	1	0	0
		X	1	1	1	1	0	1	0	0	0	0
		XI	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
		2^0 (1)	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
		2^1 (2)	0	0	1	1	0	1	0	0	1	1
		2^2 (4)	0	0	0	0	1	0	1	1	1	1
		2^1 (2)	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1
			0	1	2	3	4	5	6	7	8	9

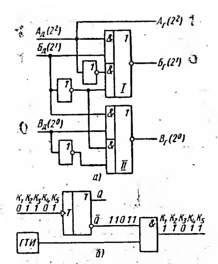


Рис. 10.4. Функциональные схемы преобразователей:
а — двоичного кода в код Грея; *б* — кода Грея в двоичный код

терпевает изменений, а символ младшего разряда сдвинутой комбинации отбрасывается. Схема, выполняющая указанную операцию, приведена на рис. 10.4, *а*. На входы подается комбинация двоичного кода (индекс «д»), а с выходов снимается комбинация кода Грея (индекс «г»).

Рассмотрим пример образования кода Грея из комбинации двоичного кода 110. Единица старшего разряда, подаваемая на вход $A_д$, снимается с выхода $A_г$ и поступает непосредственно на верхнюю схему И элемента *I* и нижнюю схему И того же элемента через инвертор в виде нуля. Вторая единица входа $Б_д$ подается на верхнюю и нижнюю схемы элемента *I* (на нижнюю схему через инвертор). Таким образом, на верхнюю схему И поступают символы двоичного кода, а на нижнюю — их инверсии. Две единицы образуют на выходе верхней схемы И единицу, а нули, поданные с инверторов, создают на выходе нижней схемы нуль. Единица и нуль, поданные на схему ИЛИ — НЕ, образуют на выходе $Б_г$ нуль.

На верхнюю схему И элемента *II* поступают символы с входа $Б_д$ (единица) и входа $В_д$ (нуль). На нижнюю схему поступают инверсии тех же символов, т. е. нуль и единица. На выходах обеих схем И образуются нули. Два нуля на входе схемы ИЛИ — НЕ обеспечивают на ее выходе единицу. Таким образом, комбинация двоичного кода 110 преобразовалась в комбинацию 101 кода Грея. Это зафиксировано в табл. 10.3, где каждой десятичной цифре (0—7) дается эквивалент в кодах — двоичном и коде

Таблица 10.3

Преобразование двоичного кода в код Грея

	0		1		2		3		4		5		6		7	
	д	г	д	г	д	г	д	г	д	г	д	г	д	г	д	г
2^2	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	1
2^1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	1	0	1	1	0	1	0
2^0	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	1	1	0	1	1	0

Грея. В общем случае преобразование двоичного кода в код Грея можно выразить так:

$$A_{\Gamma}=A_{\text{д}},\quad Б_{\Gamma}=\overline{A_{\text{д}}Б_{\text{д}}+\overline{A}_{\text{д}}\overline{Б}_{\text{д}}},\qquad В_{\Gamma}=\overline{Б_{\text{д}}В_{\text{д}}+\overline{Б}_{\text{д}}\overline{В}_{\text{д}}}.$$

Схема преобразователя кода Грея в двоичный код представлена на рис. 10.4, *б*. Код Грея начиная со старшего разряда подается на счетный триггер; 1 переключает его, 0 — нет. Если после переключения триггера на его инверсном выходе возникает единичный потенциал, то элемент И пропустит импульс с генератора тактовых импульсов *ГТИ* и на его выходе снимется 1 двоичного кода. Если на выходе $\overline{Q}$ триггера имеется нулевой потенциал, то с элемента И снимется 0 двоичного кода.

На рисунке показано преобразование комбинации 10110 кода Грея. В исходном состоянии $Q=1$, а $\overline{Q}=0$. Единица старшего разряда кода Грея переключает триггер и на выходе $\overline{Q}$ возникает 1, которая снимается с выхода элемента И как единица старшего разряда двоичного кода. Нуль кода Грея не переключает триггера, и так как по-прежнему $\overline{Q}=1$, то с выхода элемента И снимается вторая 1 двоичного кода. Следующая 1 кода Грея переключает триггер, $\overline{Q}=0$ и с элемента И снимается 0. При $k_2=1$ кода Грея триггер вновь переключится, $\overline{Q}=1$ и второй разряд двоичного кода $k_2=1$. Нуль младшего разряда кода Грея ничего не изменит, $\overline{Q}=1$ и с элемента И снимется 1.

Преобразование двоичного кода в итеративный код

Рассмотрим пример преобразования комбинации 1011. Эта комбинация записывается в регистр (триггеры T_6-T_9 на рис. 10.5, *а*), аналогичный представленному на рис. 9.2, импульсами с первых четырех ячеек распределителя. Рис. 10.5, *б* иллюстрирует эту запись.

Запись начинается с символа k_4. Первый импульс с ячейки *1* распределителя, подаваемый на все входы *C* двухступенчатых триггеров, переключает триггер $T_6(Q_6=1)$. При $C_2=1$, $k_3=0$ переключаются как триггер T_6 $(Q_6=0)$, так и триггер T_7 $(Q_7=1)$, поскольку на оба входа триггеров поданы единицы. В момент окончания третьего синхронизирующего импульса, так как $k_2=1$, вновь переключается триггер T_6 и $Q_6=1$. Вследствие того что на входе триггера T_7 был нуль, он также переключается $(Q_7=0)$. Переключается и триггер T_8, на входе которого была единица, поэтому на выходе Q_8 появится единица. При $C_4=1$, $k_1=1$ триггер T_6 не переключается, так как он только что был переключен при той же комбинации входных символов. Триггер T_8 переключается в нуль $(Q_8=0)$, поскольку на его входах были нуль $(Q_7=0)$ и единица $(C_4=1)$, а на выходе триггера T_9 возникает единица.

По способу образования итеративного кода преобразуемая комбинация делится пополам, и суммированием ее символов по горизонтальным и вертикальным рядам определяются контрольные символы *m* (табл. 10.4)

Таким образом, комбинация итеративного кода имеет вид

k_1	k_2	m_1	k_3	k_4	m_2	m_3	m_4	m_5
1	1	0	0	1	1	1	0	1

Роль сумматоров по модулю 2 выполняют счетные триггеры $T_1 - T_5$. Триггер T_1 суммирует символы $k_1 \oplus k_2$ и определяет символ m_1, триггер $T_2 - k_3 \oplus k_4 \rightarrow m_2$, триггер $T_3 - k_1 \oplus k_3 \rightarrow m_3$, триггер $T_4 - k_2 \oplus k_4 \rightarrow m_4$ и триггер $T_5 - m_3 \oplus m_4 \rightarrow m_5$.

Подача импульсов на триггеры $T_1 - T_5$ с триггеров регистра производится импульсами с распределителя. Так, после того как импульс с ячейки *4* распределителя запишет старший разряд преобразуемой комбинации k_4 на триггер T_9, импульс с ячейки *5* будет подан на элемент $И_6$ и символ k_1 поступит на выход и переключит триггер T_1, отчего на выходе Q_1 образуется единица. Импульс с ячейки *6* также снимет с выхода элемента $И_7$ единицу, которая поступит на выход и вторично переключит триггер T_1 ($Q_1 = 0$). Импульс с ячейки *7* поступит на элемент $И_1$ и с его выхода будет снят нуль. Таким образом, две единицы, поданные на вход триггера T_1, образуют на его выходе нуль, т. е. $m_1 = 1 \oplus 1 = 0$. Аналогично определяются

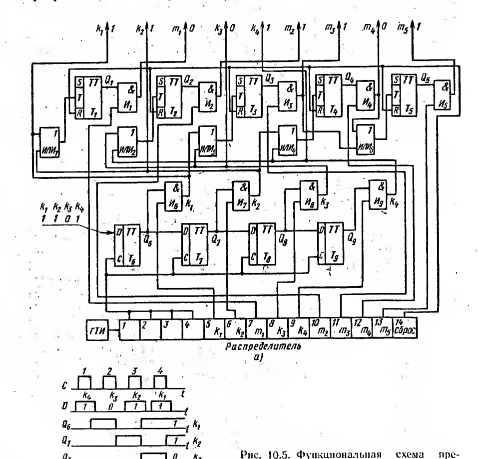


Рис. 10.5. Функциональная схема преобразователя двоичного кода в итеративный код (*а*) и временная диаграмма его работы (*б*)

значения остальных контрольных символов. Так как триггер T_5 суммирует только контрольные символы, на его вход подаются поочередно символы с выходов элементов $И_3$ и $И_4$ через элемент ИЛИ$_5$.

Установка триггеров в исходное состояние для приема и преобразования новой комбинации производится импульсом с ячейки *14* распределителя. Цепи сброса триггеров T_1 — T_5 показаны на схеме, а цепи сброса триггеров регистра во избежание загромождения рисунка не показаны.

Таблица 10.4

Определение контрольных символов итеративного кода

k_1	k_2	m_1
1	1	0
k_3	k_4	m_2
0	1	1
m_3	m_4	m_5
1	0	1

Преобразование итеративного кода в двоичный код

Схема преобразователя показана на рис. 10.6. Схемы преобразователей на рис. 10.5 и 10.6 во многом аналогичны. Распределители в обоих преобразователях переключаются синхронно и синфазно.

Кодовая комбинация итеративного кода поступает с линии связи начиная с младшего разряда. Будем считать, что принятой комбинацией иска-

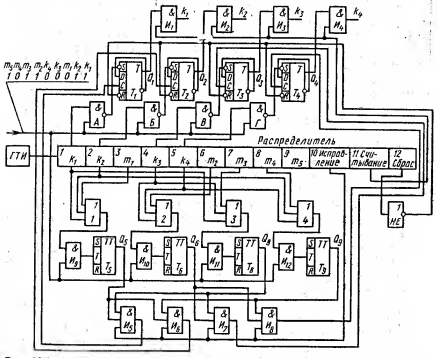


Рис. 10.6. Функциональная схема преобразователя итеративного кода в двоичный код

Таблица 10.5

Проверка комбинации итеративного кода на четность

k_1	k_2	m_1				
1	1	0	—	T_5	→	0
k_3	k_4	m_2				
0	0	1	—	T_6	→	1
m_3	m_4	m_5				
1	0	1	—	T_7	→	0
T_8	T_9	T_{10}				
0	1	0				

зился символ k_4 и комбинация имеет вид, записанный на рис. 10.6. Счетные триггеры T_5 — T_9 осуществляют проверку на четность в последовательности, указанной в табл. 10.5, причем триггеры T_5, T_6, T_7 — по горизонтали, а триггеры T_8, T_9, T_{10} — по вертикали. Как следует из табл. 10.5, триггеры T_6 и T_9 оказались в состоянии 1, что означает искажение каких-либо символов, подаваемых на их входы, т. е. на их входы было подано нечетное число единиц вместо четного. Поскольку в этих двух проверках общим был символ k_4, он и является искаженным. Действительно, заменив значение символа k_4 с 0 на 1, получим четное значение выходов триггеров T_6, T_9. Другие символы также проверяются дважды. Так, символ k_1 проверяется триггерами T_5, T_8, символ k_2 — триггерами T_5, T_9, а символ k_3 — триггерами T_6, T_8.

Контрольные символы также проверяются дважды. Для этого требуется еще пять проверок. Однако вследствие того что данный код обнаруживает и исправляет только одну ошибку в информационных символах, проверка символов m не нужна. Поэтому на рис. 10.6 триггеры T_7 и T_{10} отсутствуют

Поступающие на вход символы итеративного кода подаются одновременно на элементы *А*, *Б*, *В* и *Г* (элементы И — НЕ). На триггеры $T_1 - T_4$ записываются только символы k. Эти триггеры являются *D*-триггерами с установочными инверсными входами S и R, а вход C — счетным входом.

В первом такте работы распределителя импульс с ячейки *1* поступает на элемент *А*, в котором он совпадает с символом k_1 (1). Возникающий на входе элемента *А* нуль переключает триггер T_1 и $Q_1=1$. Через сборку ИЛИ$_1$ тот же импульс с ячейки *1* проходит на элемент $И_9$, на который приходит с линии и символ k_1. Происходит опрокидывание триггера T_5 в состояние 1 ($Q_5=1$). Импульс с ячейки *2* совпадает с символом k_2 (1) в том же элементе $И_9$, и триггер T_5 переходит вновь в состояние 0 ($Q_5=0$). Одновременно символ k_2 (1) через элемент *Б* записывается в триггере T_2 ($Q_2=1$). Импульс с ячейки *3* распределителя на выход элемента $И_9$ не проходит, так как символ m_1 с линии равен нулю, вследствие чего триггер T_5 не изменяет своего состояния. Так осуществляется первая проверка на четность согласно первой строке табл. 10.5. По аналогии осуществляются и проверки триггерами T_6, T_8, T_9, причем триггеры T_6, T_9 оказываются после проверки в состоянии 1.

Выходы с триггеров T_5, T_6, T_8 и T_9 подаются на элементы $И_5$ — $И_8$ по принципу, указанному выше. Так, на элемент $И_5$ подаются сигналы с выходов триггеров T_5, T_8 (0, 0), на элемент $И_6$ — сигналы с выходов триггеров T_5, T_9 (0,1), на элемент $И_7$ — сигналы с выходов триггеров T_6, T_8

(1 0) и на элемент $И_8$ — сигналы с выходов триггеров T_6, T_9 (1, 1). На эти же элементы подается выход с ячейки *10* распределителя. Выход с элемента $И_5$ поступает на вход C триггера T_1, с элемента $И_6$ — триггера T_2, с элемента $И_7$ — триггера T_3 и с элемента $И_8$ — триггера T_4. Когда с ячейки *10* поступает импульс, с элементов $И_5$, $И_6$ и $И_7$ будут сняты нули, а с элемента $И_8$ — единица, которая и переключит триггер T_4 из состояния 0 в состояние 1. Таким образом, будет исправлено искажение, которое претерпел символ k_4 при прохождении по линии связи.

Считывание исправленных символов двоичного кода происходит с выходов элементов $И_1$ — $И_4$ после подачи на них импульса с ячейки *11* распределителя. Установка триггеров в исходное состояние для приема новой комбинации из линии связи осуществляется импульсом с ячейки *12* распределителя. Цепи сброса триггеров на схеме не показаны.

Рассмотренный итеративный код не обнаруживает две ошибки, если искажения символов произошли в одном проверочном ряду, например исказились символы k_1 и k_2, или k_3 и k_4, или k_1 и k_3, или k_2 и k_4 (на выходах проверочных триггеров образуются нули). Если две ошибки произошли в символах k, расположенных в разных проверочных рядах, то на выходах проверочных триггеров может возникнуть несколько единиц, не соответствующих искажаемым символам. Например, при искажении символов k_1, k_4 исправляться будут символы k_1, k_2, при искажении символов k_1, m_2 — символы k_1, k_3 и m_2.

Искажение двух символов m, расположенных в одном проверочном ряду, не дает исправления. Однако искажение двух символов в разных проверочных рядах может вызвать ложное исправление одного символа k. Например, при искажении символов m_1, m_3 исправляться будут символы k_1, m_5. И поскольку исправление символов m в рассмотренной схеме не предусмотрено, может возникнуть ложное исправление информационного символа. Частично этого можно избежать, добавив к четырем проверочным триггерам еще два для проверки символов m: триггеры T_7 и T_{10}. Однако этот код рассчитан на обнаружение и исправление только одной ошибки.

Преобразование двоичного кода в код Хэмминга

Принцип построения кодирующего устройства не зависит от числа информационных разрядов передаваемого кода. Поэтому рассмотрим схему кодирующего устройства (рис. 10.7) для числа информационных символов $k=4$, контрольных символов $m=3$, т. е. $n=7$, хотя она без принципиальных изменений может быть использована для кодирования любого числа k за счет увеличения числа элементов схемы. Триггеры T_1 — T_4 выполняют роль ячеек памяти, триггеры T_5 — T_7 предназначены для определения состава контрольных символов; их три, так как число контрольных символов также равно трем для четырехразрядного кода. Кодирование начинается с преобразования последовательного, подлежащего передаче кода в параллельный. На рисунке в качестве примера показана запись кодовой комбинации 1101 триггеров T_1 — T_4 через элементы $И_1$ — $И_4$. Запись производится при подаче импульса с последней ячейки *9* распределителя на эти элементы, которые одновременно открываются, так как на них сразу

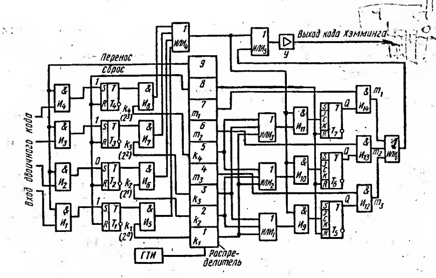


Рис. 10.7. Функциональная схема преобразователя двоичного кода в код Хэмминга

подаются символы всех разрядов с кодирующего диска. Кодирование начинается с младших разрядов, поэтому под номерами ячеек распределителя проставлены символы, посылаемые этими ячейками.

Распределитель замкнут в кольцо, и после ячейки *9* включается ячейка *1* (такт *I*). Так как на элемент $И_5$ подается также постоянный потенциал с триггера T_1, т. е. 1, то этот элемент посылает 1 в линию (через элементы $ИЛИ_4$, $ИЛИ_5$ и усилитель *У*). Последовательность посылки символов кода в линию связи, а также очередность работы выходных триггеров $T_5 - T_7$ показаны в табл. 10.6.

Импульс с ячейки распределителя посылается также на элементы $ИЛИ_1 - ИЛИ_3$, к которым подведены выходы с ячеек распределителя, позволяющие при суммировании приходящих с этих ячеек импульсов образовывать контрольные символы. Например, на элемент $ИЛИ_1$ подаются символы k_1, k_2 и k_3, что согласно табл. 3.11 соответствует определению контрольного символа m_3, так как контрольные символы являются суммой по модулю 2 соответствующих информационных символов. Заметим, что простейшими счетчиками по модулю 2 последовательного типа являются счетные триггеры, которые и применены в схеме.

Работа кодера происходит таким образом. Импульс с ячейки *1* распределителя поступает на все схемы ИЛИ и через них на элементы $И_9 - И_{11}$, на которые также приходит импульс с элемента $И_5$ через элемент $ИЛИ_4$. Поэтому с элементов $И_9 - И_{11}$ снимается импульс на триггеры $T_5 - T_7$ и переключает их, что и показано в строке, соответствующей такту *I* (см. табл. 10.6). В такте *II* импульс с ячейки *2* распределителя поступает на элемент $И_6$, с которого, однако, ничего не снимается, так как с триггера T_2 на элемент $И_6$ поступает сигнал 0. Это значит, что в линию связи поступает 0, соответствующий информационному символу k_2. И так как с элемента $И_6$ на элементы $И_9 - И_{11}$ поступает логический 0, с этих элементов

на триггеры $T_5 - T_7$ ничего не поступает и они не переключаются, сохраняя прежнее состояние.

В такте *III* открывается элемент $И_7$ и в линию через элементы $ИЛИ_4$ и $ИЛИ_5$ поступает импульс, соответствующий символу k_3. Одновременно этот импульс поступает на элементы $И_9 - И_{11}$. На элементы $И_9$ и $И_{11}$ проходит также импульс с распределителя k_3 (через элементы $ИЛИ_1$ и $ИЛИ_3$) и переключает триггеры T_5, T_7. В такте *IV* должен следовать контрольный символ m_3, и импульс с ячейки *4* поступает на элемент $И_{12}$. Поскольку выход Q триггера T_5 находится в этот момент под нулевым потенциалом (см. состояние триггера T_5 в такте *III*), в линию связи (через элементы $ИЛИ_4$, $ИЛИ_5$ и усилитель *У*) импульс не поступает, что соответствует сигналу 0.

Таблица 10.6

Образование кода Хэмминга

Номер такта	В линию связи	Состояние триггеров (рис. 10.7)					
		T_5		T_6		T_7	
		$\overline{Q}$	Q	$\overline{Q}$	Q	$\overline{Q}$	Q
0		1	0	1	0	1	0
I	1 (k_1)	0	1	0	1	0	1
II	0 (k_2)	0	1	0	1	0	1
III	1 (k_3)	1	0	0	1	1	0
IV	0 (m_3)	1	0	0	1	1	0
V	1 (k_4)	1	0	1	0	0	1
VI	0 (m_2)	1	0	1	0	0	1
VII	1 (m_1)	1	0	1	0	0	1

В такте *V* элемента $И_8$ в линию будет подан сигнал 1. Одновременно этот сигнал 1 совпадает на элементах $И_{10}$ и $И_{11}$ с проходящим через элементы $ИЛИ_2$ и $ИЛИ_3$ импульсом, соответствующим символу k_4, и переключает триггеры T_6 и T_7. В такте *VI* импульс с ячейки *6* распределителя не проходит через элемент $И_{13}$ за счет нулевого потенциала на выходе триггера T_6. Это значит, что контрольный символ $m_2 = 0$. В такте *VII* элемента $И_{14}$ будет послан в линию импульс, т. е. $m_1 = 1$.

Таким образом, в линию связи будет послана комбинация кода Хэмминга

$$\begin{matrix} k_1 & k_2 & k_3 & m_3 & k_4 & m_2 & m_1 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \end{matrix}$$

На этом кодирование заканчивается. Однако распределитель состоит из девяти ячеек и продолжает переключаться. Импульс с ячейки *8* распределителя восстанавливает триггеры $T_1 - T_4$ в исходное состояние, а импульс с ячейки *9* поступает на элементы $И_1 - И_4$ и подготавливает схему к кодированию новой комбинации.

Преобразование кода Хэмминга в двоичный код

Сравнение декодирующего устройства (рис. 10.8) с устройством кодирования (см. рис. 10.7) показывает их сильное сходство. Исключение составляет лишь дешифратор, различные варианты схемы которого приводятся

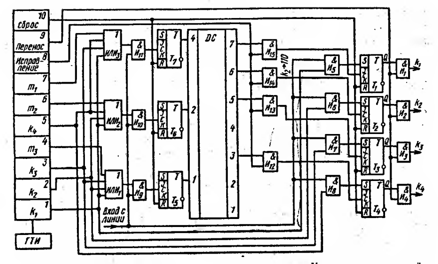


Рис. 10.8. Функциональная схема преобразователя кода Хэмминга в двоичный код

в гл. 8. Триггеры $T_1 - T_4$, так же как и в кодирующем устройстве, служат для записи кодовой комбинации, а триггеры $T_5 - T_7$ — для ее проверки. Распределитель синхронизирован с распределителем кодирующего устройства. Аналогично кодирующему устройству в декодирующем устройстве осуществляется контроль по четности. Для этого на элементы $ИЛИ_1 - ИЛИ_3$ подаются импульсы с ячеек распределителя, соответствующие как информационным, так и контрольным символам, что обеспечивает проверку согласно табл. 3.12.

Кодовая комбинация поступает с линии связи начиная с младшего разряда k_1. Поскольку одиночная ошибка возможна в каждом из разрядов передаваемой комбинации, а в нашем примере — в каждом из семи разрядов в данном случае достаточно трех проверочных триггеров. Будем считать, что принимается кодовая комбинация, закодированная устройством на рис. 10.7, и что в линии произошло искажение в символе k_2, т. е. комбинация поступила в виде 1110101.

В такте *I*, когда с ячейки *1* распределителя поступает импульс на элементы $И_5$ и $ИЛИ_1 - ИЛИ_3$, приходящий с линии символ $k_1 = 1$, совпадая на элементе $И_5$ с импульсом с распределителя, записывается на выходе триггера T_1, а совпадая на элементах $И_9 - И_{11}$ с тем же импульсом с распределителя (проходящим через элементы $ИЛИ_1 - ИЛИ_3$ на эти же элементы И), переключает триггеры $T_5 - T_7$ (табл. 10.7, такт *I*).

В такте *II* поступивший из линии связи символ $k_2 = 1$ совпадает на элементах $И_9$ и $И_{10}$ с импульсом с ячейки *2* распределителя, так как эта ячейка соединена лишь с элементами $ИЛИ_1$ и $ИЛИ_2$. Поэтому переключатся только триггеры T_5 и T_6, а состояние триггера T_7 останется без изменения.

В такте *III* символ $k_3 = 1$ записывается на триггере T_3 и переключает триггеры T_5, T_7. Приходящий контрольный символ $m_3 = 0$ никаких измене-

ний в состояние триггеров не вносит. Символ $k_4=1$ в такте V изменяет состояние триггеров T_6, T_7 и записывается на выходе триггера T_4, а символ $m_2=0$ оставляет все триггеры в тех же состояниях. Последний символ $m_1=1$, поступающий только на элемент $ИЛИ_3$, переключает триггер T_7.

В итоге после такта VII на выходах Q триггеров $T_5 - T_7$ будет записано число 110 (см. табл. 10.7), что соответствует десятичному числу 6. Так как информация в процессе переключения триггеров непрерывно поступала на дешифратор, цифра 6 означает, что на выходе 6 дешифратора возникает потенциал. Поэтому в такте $VIII$ с распределителя на элементы $И_{12} - И_{15}$ поступает импульс и элемент $И_{14}$ открывается. Импульс с элемента $И_{14}$ переключает триггер T_2, и на его выходе Q образуется 0 вместо 1, т. е. происходит исправление искаженного символа. В такте IX работы распределителя исправленная комбинация через элементы $И_1 - И_4$ будет передана потребителю. В последнем такте X все триггеры сбрасываются в исходное состояние и подготавливаются к приему и проверке очередной кодовой комбинации.

Таблица 10.7

Декодирование кода Хэмминга

Номер такта	Код Хэмминга	Состояние триггеров					
		T_5		T_5		T_7	
		Q	$\bar{Q}$	Q	$\bar{Q}$	Q	$\bar{Q}$
0		0	1	0	1	0	1
I	$1(k_1)$	1	0	1	0	1	0
II	$1(k_2)$	0	1	0	1	1	0
III	$1(k_3)$	1	0	0	1	0	1
IV	$0(m_3)$	1	0	0	1	0	1
V	$1(k_4)$	1	0	1	0	1	0
VI	$0(m_2)$	1	0	1	0	1	0
VII	$1(m_1)$	1	0	1	0	0	1
0		0	1	0	1	0	1
I	$1(k_1)$	1	0	1	0	1	0
II	$0(k_2)$	1	0	1	0	1	0
III	$1(k_3)$	0	1	1	0	0	1
IV	$0(m_3)$	0	1	1	0	0	1
V	$1(k_4)$	0	1	0	1	1	0
VI	$0(m_2)$	0	1	0	1	1	0
VII	$1(m_1)$	0	1	0	1	0	1

Если при передаче кодовой комбинации искажения не произошло, то на выходах триггеров $T_5 - T_7$ будут записаны нули. Этот случай рассматривается в следующих восьми строках табл. 10.7. Если искажение произошло в контрольном символе, то и оно будет обнаружено. Однако символы m на выходах триггеров не записываются и не исправляются. На выход символы m не поступают.

Если код Хэмминга используется не для исправления, а только для обнаружения ошибок, то схема приемного устройства упрощается, так как отпадает необходимость в дешифраторе. Однако для осуществления общей проверки на четность требуется дополнительный триггер, а наличие ошибок будет фиксироваться изменением исходных состояний триггеров $T_5 - T_7$ (при отсутствии ошибок их состояние аналогично исходному).

Преобразование двоичного кода в циклический код

Как указывалось в гл. 3, образование циклического кода состоит из двух операций: умножения комбинации обычного двоичного кода $G(X)$ на одночлен X^m и последующего деления этого произведения на выбранный образующий многочлен $P(X)$. Полученные в остатке от деления контроль-

ные символы приписываются к кодируемой комбинации. Таким образом, кодирующее устройство должно совмещать функции умножения и деления.

Рассмотрим на конкретном примере методику построения кодирующего устройства. Предположим, что требуется составить схему кодирующего устройства для образующего многочлена $P(X)=X^4+X^3+1$. Схема делителя на этот многочлен приведена на рис. 9.6, *г*, а умножителя — на рис. 9.7, *в*. Разница в этих схемах состоит лишь в расположении одного сумматора и связей, поступающих с ячеек регистра на сумматоры. На рис. 10.9, *а* дана схема, объединяющая обе эти схемы (цепь считывания не показана). По расположению ячеек сумматоров схема кодирующего устройства полностью повторяет схему делителя. Однако сумматор, стоя-

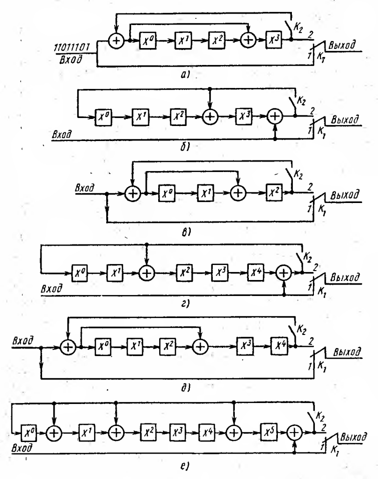


Рис. 10.9. Образование циклического кода с помощью образующих многочленов: *а*, *б* — многочлена X^4+X^3+1; *в* — многочлена X^3+X^2+1; *г* — многочлена X^5+X^2+1, *д* — многочлена X^5+X^3+1; *е* — многочлена $X^6+X^5+X^2+X+1$

щий на входе, как бы объединяет сумматоры перед ячейкой X^0 в схеме делителя (см. рис. 9.6, *г*) и после ячейки X^3 в схеме умножителя (см. рис. 9.7, *в*). Кроме того, обратная связь с выхода на оба сумматора показывает, что в схеме осуществляется деление, а прямая связь с сумматора на входе на сумматор перед ячейкой X^3 свидетельствует о том, что в схеме происходит умножение на одночлен X^3 (в общем случае на X^m).

Таблица 10.8

Образование циклического кода

Номер такта	Вход двоичного кода	X^0	X^1	X^2	X^3	Выход циклического кода
		0	0	0	0	
I	1	1	0	0	1	1
II	0	1	1	0	1	0
III	1	0	1	1	0	1
IV	1	1	0	1	0	1
V	1	1	1	0	0	1
VI	0	0	1	1	0	0
VII	1	1	0	1	0	1
VIII	1	1	1	0	0	1
IX		0	1	1	0	0
X		0	0	1	1	0
XI		0	0	0	1	1
XII		0	0	0	0	1

Схема работает таким образом. В начале работы ключ K_1 находится в положении *1*, ключ K_2 замкнут и все подлежащие кодированию информационные символы k начиная со старшего разряда поступают одновременно, как и при умножении, на выход и через сумматор на входе в схему кодирования. После того как пройдет последний символ k, ключ K_1 переключается в положение *2*, ключ K_2 размыкается, регистр делает m шагов, равных числу ячеек, и весь остаток $R(X) = G(X)X^m/P(X)$ поступает на выход. Этот остаток представляет собой контрольные символы m, следующие за символами k.

Процесс кодирования комбинации $G(X) = X^7 + X^5 + X^4 + X^3 + X + 1 \to$ $\to 10111011$ с помощью кодера на рис. 10.9, *а* показан в табл. 10.8. В такте *I* единица кодируемого записывается в ячейки X^0, X^3 и поступает на выход. Хотя в такте *II* на вход поступает нуль, единица с ячейки X^3 через сумматор снова записывается в те же ячейки, а в ячейку X^1 переходит единица с ячейки X^0. Дальнейший процесс кодирования ясен из табл. 10.8.

После такта *VIII* остаток $R(X)$ оказывается записанным в ячейках регистра. После переключения ключа K_1 в положение *2* и выключения ключа K_2 этот остаток в последующие четыре такта переписывается на выход вслед за информационными символами.

На рис. 10.9, *б* представлена схема кодирующего устройства для того же многочлена $P(X) = X^4 + X^3 + 1$, что и схема рис. 10.9, *а*, но с сумматорами, расположенными, как в схеме умножителя на рис. 9.7, *в*. Однако обратная связь с выхода на вход выполнена, как в делителе. Обе схемы выполняют одни и те же функции, что можно проверить по табл. 10.8.

На рис. 10.9, *в — е* приведены примеры кодирующих устройств для других образующих многочленов. При кодировании комбинации 1100111 (рис. 10.9, *г*) образуется код 110011101101, при кодировании комбинации 1000101 (рис. 10.9, *д*) — код 100010101011. Схема кодера для многочлена $P(X) = X^6 + X^5 + X^2 + X + 1$ представлена на рис. 10.9, *е*. Кодирование комбинации 110110110 дает циклический код 110110110010000.

Структурная схема кодирующего устройства для образующего мно-

гочлена $P(X)=X^4+X^3+1$ приведена на рис. 10.10, *а*. Здесь кодер и ключи K_1, K_2 аналогичны таким же на рис. 10.9. С помощью счетчика производятся подсчет числа информационных и контрольных символов и переключение ключей K_1, K_2. Через ключ K_3 происходят включение счетчика и установка его в исходное состояние. Из функциональной схемы (рис. 10.10, *б*) следует, что ключ K_1 реализуется схемой $И_3$, а ключ K_2 — схемами $И_1$ и $И_2$. На вход кодера комбинация двоичного кода подается начиная с единицы старшего разряда, которая одновременно поступает на регистр и сумматоры, проходит через схему $И_2$ на выход и переключает триггер T_1, вследствие чего импульс с генератора *Г* через схему $И_5$ начинает переключать счетчик, состоящий из триггеров T_3-T_6. Так как схема $И_3$ в исходном состоянии кодера открыта, в регистре с сумматорами осуществляются кодирование и нахождение остатка. В нашем примере кодируемая комбинация состоит из восьми символов, поэтому, когда счетчик сосчитает до восьми, открывается схема $И_7$ и переключает триггер T_2, что закрывает схемы $И_2$, $И_3$ и открывает схему $И_1$; в результате образованные в коде четыре контрольных символа начинают поступать на выход. После прохождения четырех контрольных символов в такте *XII* открывается схема $И_6$ и переключает триггер T_1 в исходное состояние; схема $И_5$ перестает пропускать импульсы на счетчик, а через схему $И_4$ триггеры T_3-T_6 устанавливаются в исходное состояние. Кодирующее устройство для кодов Боуза — Чоудхури и Файра составляется аналогично. Необходимо лишь знать образующий многочлен (методику его нахождения см. в гл. 3.).

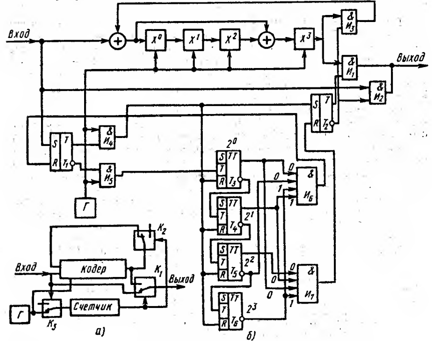


Рис. 10.10. Структурная (*а*) и функциональная (*б*) схемы образования циклического кода

Декодирование циклического кода с обнаружением и исправлением одиночной ошибки

Декодирование циклического кода в этом случае заключается в делении принятой комбинации на заранее известный образующий многочлен. Если при делении остаток отсутствует, то это означает, что кодовая комбинация принята неискаженной. Наличие остатка свидетельствует о ее искажении.

Таким образом, декодирующее устройство должно состоять из делителя и схемы памяти (рис. 10.11). На вход декодера подается вся кодовая комбинация, состоящая из информационных и контрольных символов. Сначала поступают информационные символы. Они записываются в регистр памяти, который имеет число ячеек, равное числу информационных символов, и одновременно поступают в регистр деления. После прихода всех информационных символов ключ K_1 размыкается. В регистр деления продолжают поступать контрольные символы. Если в принятой кодовой комбинации отсутствуют ошибки, то в регистре деления записываются одни нули. Наличие в той или иной ячейке регистра деления единицы свидетельствует об ошибке. Если схема предназначена только для обнаружения ошибок, то информация в регистре памяти стирается. Если необходимо исправить ошибку, регистр деления продолжает переключаться и номер шага, на котором в первой ячейке регистра появится единица, а на остальных — нули, укажет, в каком месте комбинации появилась ошибка. Рассмотрим примеры декодирования.

Пример 10.1. Пусть закодирована комбинация с помощью образующего многочлена $P(X)=X^3+X^2+1 \rightarrow 1101$. Поступившая на декодирующее устройство комбинация имеет вид 1011100. Схема декодирования приведена на рис. 10.11. Регистр деления выполнен по правилам, изложенным в гл. 9. Процесс деления показан в табл. 10.9. Так как нас интересует только остаток от деления, а не частное, последнее в таблице не приводится. Остаток в данном случае равен нулю, что свидетельствует об отсутствии ошибки.

Пример 10.2. Пусть комбинация была искажена и на вход декодера она поступила в виде 1101100 (табл. 10.10). Остаток 100 указывает на наличие искажения, и дешифратор ошибок дает команду на стирание записанной комбинации. Число единиц в остатке не указывает на число ошибок. Действительно, в данном случае произошла двойная ошибка, но в остатке имелась одна единица. В то же время при одиночной ошибке (поступила комбинация 1001100 вместо 1011100, табл. 10.11) в остатке оказываются три единицы (111).

Если передается код с $d=3$ и предполагается, что имеется одиночная ошибка, то с помощью того же делителя на рис. 10.11 можно определить ее местоположение. Рассмотрим пример.

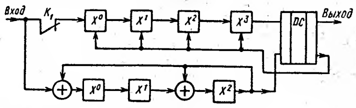


Рис. 10.11. Функциональная схема декодирования циклического кода

Таблица 10.9
Декодирование циклического кода

Номер такта	Вход кода	Состояние ячеек регистра X^0	X^1	X^2
		0	0	0
I	1	1	0	0
II	0	0	1	0
III	1	1	0	1
IV	1	0	1	1
V	1	0	0	0
VI	0	0	0	0
VII	0	0	0	0

Таблица 10.10
Декодирование циклического кода с обнаружением ошибки

Номер такта	Вход кода	Состояние ячеек регистра X^0	X^1	X^2
		0	0	0
I	1	1	0	0
II	1	1	1	0
III	0	0	1	1
IV	1	0	0	0
V	1	1	0	0
VI	0	0	1	0
VII	0	0	0	1

Пример 10.3. Пусть принята комбинация 1001100. После декодирования в ячейках регистра был обнаружен остаток 111. Это показано в такте *VII* табл. 10.11, который представляет собой последний такт деления. Дальнейшая работа регистра происходит с теми же обратными связями до тех пор, пока в первой ячейке регистра не будет записана единица, а в остальных — нули. Как следует из табл. 10.11, это произошло в такте *III* после окончания деления, что свидетельствует о наличии ошибки в третьем символе, считая со старшего разряда. Поэтому была послана комбинация 1011100, а не 1001100. Дешифратор производит исправление ошибки, и код поступает на выход. Точно так же обнаруживаются ошибки, если они произошли в контрольных разрядах.

Декодирование циклического кода с обнаружением и исправлением нескольких ошибок

Метод такого декодирования был изложен в гл. 3. Рассмотрим схемную реализацию декодирования комбинации 100000011101000, искаженной двумя ошибками (см. пример 3.12) и принявшей вид 111000011101000. Декодер (рис. 10.12) состоит из делителя, выполненного для деления на многочлен $P(X)=X^8+X^7+X^6+X^4+1$, и запоминающего устройства, представляющего собой регистр с сумматором символов k. Комбинация поступает одновременно на делитель и запоминающее устройство начиная со старшего разряда. Искаженные символы в комбинации отмечены точками. Вначале ключ K_1 замкнут, а ключ K_2 разомкнут. В табл. 10.12 показан процесс деления начиная с такта *VIII*, так как в первые семь тактов происходит заполнение делителя и обратная связь еще не проявляется.

Таблица 10.11
Декодирование циклического кода с исправлением одиночной ошибки

Номер такта	Вход кода	Состояние ячеек регистра X^0	X^1	X^2
		0	0	0
I	1	1	0	0
II	0	0	1	0
III	0	0	0	1
IV	1	0	0	1
V	1	0	0	1
VI	0	1	0	1
VII	0	1	1	1
I		1	1	0
II		0	1	1
III		1	0	0

Процесс деления принципиально не отличается от представленного в табл. 9.2. В такте

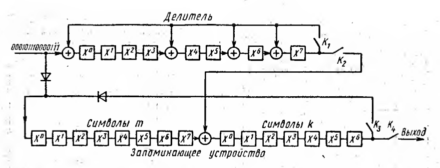


Рис. 10.12. Функциональная схема декодирования циклического кода с исправлением нескольких ошибок

XV синдром (остаток от деления) оказывается записанным в ячейках регистра (01001110). Однако его вес $W=4$ больше числа исправляемых ошибок s, поэтому делитель делает еще один шаг (такт I), в процессе которого снова осуществляется деление на многочлен $P(X)$. Синдром 10011100 опять имеет вес $W=4$. Только после третьего такта $W=2=s$. В этот момент ключ K_1 размыкается, а ключ K_2 замыкается и синдром с делителя начинает поступать на сумматор запоминающего устройства, у которого ключ K_3 замкнут, а ключ K_4 разомкнут. Это устройство в такте XV первого этапа полностью заполнилось, а на

Таблица 10.12

Работа делителя в схеме рис. 10.12

Номер такта	Делимое	Состояние ячеек делителя								Вес остатка
		X^0	X^1	X^2	X^3	X^4	X^5	X^6	X^7	
VIII	1	1	0	0	0	0	1	1	1	
IX	1	0	1	0	0	1	0	0	0	
X	1	1	0	1	0	0	1	0	0	
XI	0	0	1	0	1	0	0	1	0	
XII	1	1	0	1	0	1	0	0	1	
XIII	0	1	1	0	1	1	1	1	1	
XIV	0	1	1	1	0	0	1	0	0	
XV	0	0	1	1	1	0	0	1	0	4
I		0	0	1	1	1	0	0	1	4
II		1	0	0	1	0	1	1	1	5
III		1	1	0	0	0	0	0	0	2

Таблица 10.13

Работа запоминающего устройства в схеме рис. 10.12

Номер такта	Символы m								Символы k						
	X^0	X^1	X^2	X^3	X^4	X^5	X^6	X^7	X^0	X^1	X^2	X^3	X^4	X^5	X^6
XV	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1	1
I	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1	1
II	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	1
III	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0
	Синдром 11000000 a														
IV	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0
V	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0
VI	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1	0
VII	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1	1
VIII	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1	0	1	1
IX	1	1	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	0	1
X	1	1	1	0	0	0	0	1	1 0	1	0	0	0	1	0
XI	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	1
XII	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
XIII	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0	0
XIV	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	0
XV	0	0	0	1	0	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1

втором этапе его работы начался циклический сдвиг записанной информации (табл. 10.13). Так в такте *I* единица из ячейки X^6 информационных символов переместилась в ячейку X^0 контрольных символов *m*. В такте *II* эта единица передвинулась в ячейку X^1, а ее место в ячейке заняла следующая единица и т. д. Первые шесть нулей синдрома, поступающие на сумматор, не влияют на работу запоминающего устройства. Лишь в тактах *X* и *XI* две единицы синдрома, складываясь по модулю 2 с двумя ошибочными единицами символов *k* (обозначены точками), «уничтожают» их, т. е. исправляют ошибки. Регистр запоминающего устройства продолжает переключаться до окончания второго цикла (этапа) его работы. После такта *XV* ключи K_2 и K_3 размыкаются, а ключи K_1 и K_4 замыкаются: начинается считывание исправленной комбинации и одновременная запись новой.

Таким образом, декодирование состоит их двух этапов. На первом этапе осуществляются нахождение остатка и запись кодовой комбинации, на втором — ее исправление и расстановка символов *k* и *m* на свои места.

Мажоритарное декодирование циклического кода

На рис. 10.13 представлена структурная схема мажоритарного декодирования кода (7.3) (см. пример 3.13). В процессе заполнения регистра декодируемой кодовой комбинации ключ K_0 находится в положении *1*, а все остальные ключи разомкнуты. Далее ключи замыкаются, и при первом же считывании производится проверка согласно системе (3.39), а именно

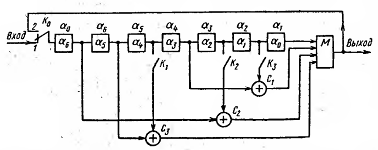


Рис. 10.13. Функциональная схема мажоритарного декодирования циклического кода

сложение по модулю 2: $\alpha_1 \oplus \alpha_3$ (в сумматоре C_1), $\alpha_2 \oplus \alpha_6$ (в сумматоре C_2) и $\alpha_4 \oplus \alpha_5$ (в сумматоре C_3); α_0 поступает непосредственно в схему, где происходит подсчет чисел 1 и 0, т. е. в мажоритарный элемент M. С этого же элемента через ключ K_0, находящийся в положении *2*, на вход регистра поочередно поступают символы α_0 (во втором такте), α_1 (в третьем такте) и т. д. для обеспечения проверки по уравнениям (3.41), (3.40) и т. д.

Кроме рассмотренных кодопреобразователей в Приложении 1 приводятся варианты кодопреобразователей инверсного и корреляционного кодов.

§ 10.2. Схема сравнения кодов

На рис. 10.14 приведена схема сравнения четырехразрядных кодовых комбинаций. В основу схемы положены два элемента К155ЛР3 (2—2—2—3И—4ИЛИ—НЕ). В каждом из них имеется три элемента И с двумя входами и один элемент И с тремя входами. Выход с каждого элемента И подается на элемент ИЛИ — НЕ, образуя элемент 4ИЛИ — НЕ. Так как элемент 3И в данном случае не нужен, два его входа соединены вместе, образуя элементы 2И.

На каждый элемент И подаются прямые и инверсные значения символов сравниваемых разрядов. Инверсные значения снимаются с восьми элементов НЕ. Предположим, что сравниваются две комбинации: A — 1011 и B — 1011,— в которых старший разряд обозначен индексом 1 (A_1 и B_1), а младший — индексом 4 (A_4 и B_4). Из табл. 10.14 (строка 3) следует, что на входы элементов $И_1$, $И_2$ подаются 1 и 0, так как $A_1 = 1$, $A_2 = 0$ и $B_1 = 1$, $B_2 = 0$. С выходов этих элементов снимается 0 (строка 4). Вследствие того что сравниваемые разряды равны и на входы схем И подаются не две единицы, а 1 и 0, на выходах элементов $И_3$, $И_4$ также образуются нули. Четыре нуля, поданные со схемы *I* на элемент ИЛИ — НЕ, дадут на его выходе единицу (строка 4, схема *I*). Третий и четвертый разряды сравниваемых комбинаций также равны, поэтому на выходах элементов $И_5$—$И_8$ будут нули, а на выходе схемы *II* — единица. Две единицы подаются на входы элементов *III* и *IV*. На выходе элемента *III* (схема *И*) образуется единица. Это означает, что сравниваемые коды

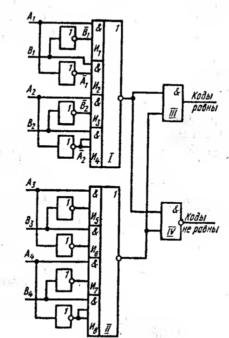


Рис. 10.14. Функциональная схема сравнения кодов

Таблица 10.14

Пример сравнения комбинаций

1	Схемы	$И_1$	$И_2$	$И_3$	$И_4$	I	$И_5$	$И_6$	$И_7$	$И_8$	II	III	IV
2		$A_1\overline{B}_1$	$B_1\overline{A}_1$	$A_2\overline{B}_2$	$B_2\overline{A}_2$		$A_3\overline{B}_3$	$B_3\overline{A}_3$	$A_4\overline{B}_4$	$B_4\overline{A}_4$			
3	Вход	1 0	1 0	0 1	0 1		1 0	1 0	1 0	1 0			
4	Выход	0	0	0	0	1	0	0	0	0	1	1	0
5	Вход	1 0	1 0	0 1	0 1		1 0	1 0	1 1	0 0			
6	Выход	0	0	0	0	1	0	0	1	0	0	0	1

равны. На выходе элемента И — НЕ (схема *IV*) возникает нуль.

Если сравнивать разные комбинации, то единица возникает на выходе элемента *IV*. В табл. 10.14 показан пример сравнения комбинаций 1011 и 1010 (строки 5 и 6). Так как первые три разряда равны, то входы и выходы элементов $И_1$ — $И_6$ повторяют значения символов, указанные в строках 3 и 4. На выходы элементов $И_7$, $И_8$ подаются одинаковые символы, поэтому на выходе элемента $И_7$ возникает единица, а три нуля и одна единица, поданные на вход элемента ИЛИ — НЕ (схема *II*), образуют на его выходе нуль (строка 6, схема *II*). Единица со схемы *I* и нуль со схемы *II* образуют на выходе схемы *IV* единицу, что подтверждает неравенство сравниваемых кодов.

§ 10.3. Бесконтактные ключи

Для коммутации тока или напряжения по соответствующим цепям применяют ключи. Поскольку сопротивление ключа в закрытом состоянии должно быть велико, а в открытом — мало, лучшими являются контактные ключи. Поэтому, несмотря на стремление к использованию бесконтактных ключей, при коммутации сигналов в несколько милливольт в телемеханике иногда применяют контактные ключи, в качестве которых используют реле с герконами.

Бесконтактные ключи подразделяются на диодные и транзисторные.

Ключи могут быть двухпозиционными (условно будем называть их просто ключами) и аналоговыми. Первые передают два уровня сигнала: 0 и 1. Аналоговые ключи передают непрерывный сигнал, и к ним предъявляется требование высокой точности передачи; погрешность коммутации должна быть порядка 0,1 — 0,05 %.

Диодные ключи. В зависимости от полярности управляющего импульса диод работает в режиме проводимости — ключ замкнут (точка *A* на рис. 4.3, *б*) или в режиме отсечки — ключ разомкнут. Однако на практике однодиодные ключи почти не применяют из-за высоких остаточных напряжений, вызванных управляющим током через диод, и трудности получения больших сопротивлений в разомкнутом состоянии. Значительно чаще используют диодные ключи, представляющие собой мост из

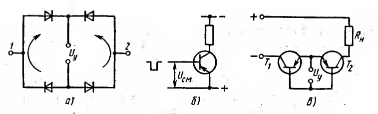


Рис. 10.15. Принципиальные схемы бесконтактных ключей:
а — диодный ключ; *б, в* — транзисторные ключи

четырех диодов (рис. 10.15,*а*). При подаче управляющего импульса так, чтобы ток протекал, как указано стрелками на рисунке, диоды открываются и ток может возникать между точками *1* и *2* (см. объяснение к рис. 4.5,*а*). Диодные ключи позволяют коммутировать напряжения, превышающие 100 В, что недостижимо для транзисторных ключей.

Более простыми оказываются *транзисторные ключи*. Так же как и диод, транзистор может быть полностью закрыт или открыт, т. е. он является ключом (рис. 10.15,*б*). Однако на практике чаще встречаются двухтранзисторные ключи (рис 10.15, *в*). Управляющий импульс $U_у$, поданный так, что на базах транзисторов наводится отрицательный потенциал, открывает их, и ток проходит через нагрузку $R_н$. Открытие ключа происходит в течение действия управляющего импульса. По сравнению с диодными ключами транзисторные ключи обеспечивают более высокие точность и быстродействие.

§ 10.4. Компараторы

Компараторы — устройства, позволяющие сравнить два тока или напряжения и определить знак разности между ними. Структурная схема компаратора представлена на рис. 10.16,*а*. Здесь U_x — входное напряжение, которое нужно сравнить с эталонным напряжением $U_{эт}$. Идеальной характеристикой компаратора является характеристика типа релейной (рис. 10.16,*б*). Это значит, что при прохождении напряжения U_x через значение, равное $U_{эт}$, скачкообразно изменяется выходная величина сравнивающего устройства $U_у$. Однако параметры схемы сравнения изменяются, поэтому она будет срабатывать не точно при пороговом значении эталонной величины $U_x = U_п$, а при $U_x = U_п \pm \Delta U$ (рис. 10.16, *в*). Статическая ошибка компаратора ΔU обусловливается главным образом дрейфом порога срабатывания, под которым понимают медленное смещение пороговой характеристики вследствие старения или температурной нестабильности элементов сравнивающего устройства.

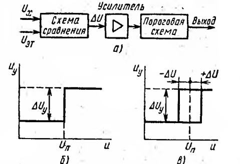


Рис. 10.16. Компаратор:
а — структурная схема; идеальная (*б*) и реальная (*в*) статические характеристики

Наиболее ответственной частью компаратора является схема сравнения (нуль-орган). На рис. 10.17, *а*

приведена схема сравнения напряжении, выполненная на резисторах по принципу вычитания напряжений. При встречном включении источников входного U_x и эталонного компенсирующего $U_{эт}$ сигналов напряжение на выходе схемы сравнения

$$\Delta U = (U_x - U_{эт}) R / (R_1 + R_2 + R), \tag{10.1}$$

где R — входное сопротивление усилителя компаратора; R_1 — внутреннее сопротивление источника входного сигнала; R_2 — входное сопротивление цепи эталонного компенсирующего напряжения.

При равенстве U_x и $U_{эт}$ наступает компенсация напряжений в схеме сравнения:

$$\Delta U = U_x - U_{эт} = 0. \tag{10.2}$$

В реальных устройствах величина ΔU всегда имеет некоторое конечное значение, определяемое чувствительностью компаратора.

На рис. 10.17,*б* приведена схема компаратора, выполненного на операционном усилителе (ОУ). На неинвертирующий вход ОУ подается напряжение U_1, которое необходимо сравнить с эталонным напряжением $U_{эт}$. До момента сравнения t_c (рис. 10. 17, *в*) на выходе ОУ будет отрицательное напряжение (рис. 10.17, *г*). В момент равенства напряжений (t_c) на выходе ОУ напряжение резко возрастает до положительного значения. Этот перепад напряжений может быть использован по назначению.

Промышленностью выпускается в одной микросхеме сдвоенный компаратор К521СА1 на операционных усилителях. Каждый из двух компараторов может выполнять функции сравнения. Кроме того, сдвоенный компаратор позволяет образовать двухпороговый, или двухуровневый, компаратор, который может определять, находится входное напряжение между двумя заданными пороговыми напряжениями или вне их.

Практическое применение нашли также регенеративные, генераторные, амплитудно-импульсные и модуляторные компараторы.

На рис. 10.18 представлена схема сравнения модуляторного компаратора, использующая ключи на транзисторах в инверсном включении

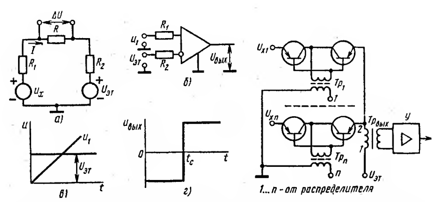


Рис. 10.17. Схемы сравнения напряжений:
а — на резисторах; *б* — на операционном усилителе; *в* — напряжения на входе ОУ; *г* — напряжения на выходе ОУ

Рис. 10.18. Принципиальная схема модуляторного компаратора

(управляющим является коллекторный переход). К базам и коллекторам ключей через трансформаторы поочередно подается напряжение прямоугольной формы от распределителя, т. е. ключи замыкаются (делаются проводящими) последовательно во времени, так как при отрицательном потенциале на базах транзисторов относительно коллекторов ключ оказывается замкнутым и каждый из эмиттеров может проводить ток в любом направлении. Поскольку с одной стороны на ключи подается от датчиков преобразуемое напряжение $U_{x1},...,U_{xn}$, а с другой — эталонное напряжение $U_{эт}$, в зависимости от значения напряжений U_x, $U_{эт}$ ток через обмотку трансформатора $Tp_{вых}$ может проходить от $U_{эт}$ к U_x, т. е. от точки *1* к точке *2*, либо наоборот. При этом изменяется фаза выходного сигнала, что позволяет определить моменты равенства напряжений U_x, $U_{эт}$ и проанализировать знак управляющего напряжения компаратора, поступающего на усилитель.

§ 10.5. Частотные избиратели (реле)

Частотные избиратели — устройства, реагирующие на определенную частоту приходящих электрических колебаний, основанные на принципе электрического или электромеханического резонанса.

Избиратели, основанные на принципе электрического резонанса

Эти избиратели представляют собой электрическую цепь (контур), настроенную в резонанс с частотой или частотами приходящихся колебаний. Такие цепи обладают избирательностью, т. е. способностью выбрать из всех частот только резонансную или резонансные.

Электрические избиратели (реле) состоят из резонансного контура или полосового фильтра и релейного элемента.

Одночастотные избиратели (одиночные контуры). Простейший избиратель такого типа представляет собой частотное реле с последовательным электрическим резонансным *LC*-контуром (рис. 10.19,*а*). К индуктивности контура через обычный выпрямитель подключается реле. На рис. 10.19,*б* тот же контур присоединяется к линии связи через согласующий трансформатор, а реле подключается через мостовой выпрямитель.

Для таких схем требуется большая мощность передаваемого сигнала, так как реле включается не от местного источника питания, а за счет энергии сигнала.

Применение транзистора *T* в качестве усилительного элемента повышает возможности схемы (рис. 10.19, *в*). Можно обойтись и без трансформатора Tp_1, включив реле *P* вместо обмотки w_1. Однако в этом случае пробой транзистора будет приво-

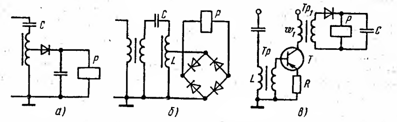


Рис. 10.19. Принципиальные схемы одночастотных избирателей с последовательным контуром:
а — с однополупериодным выпрямителем; *б* — с двухполупериодным выпрямителем; *в* — с транзистором

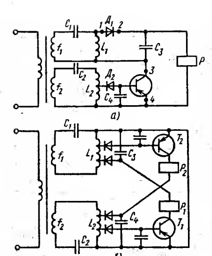


Рис. 10.20. Принципиальные схемы двухчастотных избирателей с приемом:

а — одной комбинации частот; *б* — двух комбинаций частот

дить к ложному срабатыванию реле. Резистор R (порядка 50 Ом) повышает температурную стабильность схемы.

Полоса пропускания фильтра

$$\Delta F_{ф}=f_{р}/Q, \qquad (10.3)$$

где $f_р$ — резонансная частота, на которую настроен фильтр, а $Q=X/R$ — добротность фильтра (X — реактивное сопротивление). В простейших электрических последовательных контурах добротность лежит в пределах 15—50, что не позволяет получить узкую полосу пропускания, особенно на высоких частотах. В сложных электрических фильтрах добротность достигает нескольких сотен.

Одиночные контуры обладают недостаточно острыми резонансными кривыми, поэтому во избежание взаимных влияний одного контура на другой интервал между соседними резонансными частотами выбирают значительно больше полосы пропускания контура. Это приводит к недостаточно экономному использованию предоставляемой полосы частот.

Двухчастотные избиратели. Схема для приема двух частот двухчастотного кода приведена на рис. 10.20, *а*. Два контура L_1C_1 и L_2C_2, настроенные соответственно на частоты f_1 и f_2, через разделительный понижающий трансформатор присоединены к линии. При поступлении напряжения с частотой f_1, в контуре L_1C_1, настроенном в резонанс с этой частотой, возникают колебания, которые через диод $Д_1$ заряжают конденсатор-накопитель C_3. Энергия и напряжение на конденсаторе оказываются достаточными для включения реле P, но реле не включается ввиду большого сопротивления закрытого транзистора, в цепь которого оно включено. После прихода напряжения с частотой f_2 в L_2C_2-контуре, настроенном на эту частоту, возникают колебания, отрицательные полупериоды которых выпрямляются диодом $Д_2$, и заряжают конденсатор C_4, поддерживающий нужный отрицательный потенциал на базе транзистора. Транзистор открывается, конденсатор C_3 разряжается через реле и транзистор, реле включается. Если сначала будет принята частота f_2, а затем f_1, то данный дешифратор не сработает, так как частота f_2 откроет транзистор до того, как будет заряжен конденсатор C_3. В этой схеме при повреждении любого из элементов не происходит включения реле при поступлении лишь одной частоты, f_1 или f_2. Действительно, при пробое диода $Д_1$, что означает соединение накоротко точек *1* и *2*, выпрямления тока не будет и конденсатор C_3 не сможет накопить нужную энергию. При пробое транзистора (точки *3* и *4* соединяются накоротко) конденсатор также не сможет накопить энергию, достаточную для срабатывания реле. Число объектов N, которые могут быть выбраны с помощью таких дешифраторов, определяется числом размещений $N=n(n-1)$, где n — количество резонансных частот.

На рис. 10.20,*б* представлена схема, в которой могут быть декодированы две комбинации частот: f_1, f_2 и f_2, f_1. При поступлении напряжения с частотой f_1 на L_1C_1-контур заряжен конденсатор C_3, а с приходом на L_2C_2-контур напряжения с частотой f_2 открывается транзистор T_1 и конденсатор C_3, разряжаясь, включает реле P_1. Для комбинации частот f_2 и f_1 последовательность работы схемы такова: напряжение с частотой f_2 заряжает конденсатор C_4, а напряжение с часто-

той f_1 открывает транзистор T_2, и конденсатор, разряжаясь, включает реле P_2.

Полосовые фильтры. Эти избиратели позволяют значительно более эффективно использовать полосу частот. На рис. 10.21 приведены схемы полосовых фильтров типа k и m, применяемых в телемеханике.

Фильтры типа k. У этих фильтров (рис. 10.21, *а, в*) продольные и поперечные плечи составлены из обратных двухполюсников, т. е. $Z_1 Z_2 = k^2$, где Z_1 и Z_2 — характеристические сопротивления $(\sqrt{L/C})$ продольных и поперечных плеч соответственно. Поэтому величина k называется номинальным характеристическим сопротивлением фильтров типа k.

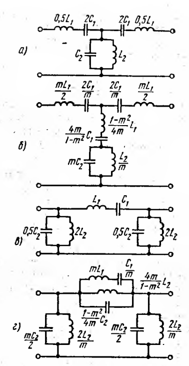


Рис. 10.21. Принципиальные схемы полосовых фильтров:
а, в — типа k; *б, г* — типа m (*а, б* — Т-образное звено; *в, г* — П образные звенья)

Преимущество фильтров этого типа заключается в их относительной простоте, хотя они и сложнее одиночных резонансных контуров. Однако фильтры типа k имеют недостаточную крутизну характеристики затухания (рис. 10.22). Кроме того, они трудно согласуются с нагрузкой вследствие изменения характеристического сопротивления в зависимости от частоты в полосе пропускания. Возможны также изменения фазовой характеристики в полосе пропускания, что приводит к фазовым искажениям проходящих через фильтр сигналов.

Фильтры типа m. Эти фильтры (рис. 10.21, *б, г*) являются развитием фильтров типа k. Электрические характеристики фильтров этого типа определяются расчетным параметром m. Для получения характеристического сопротивления фильтра, мало изменяющегося в полосе пропускания, значение коэффициента m необходимо выбирать в пределе 0,5—0,6.

Фильтры типа m позволяют получить бо́льшую крутизну характеристики затухания (при уменьшении коэффициента m) по сравнению с фильтрами типа k. Однако характеристика затухания у них спадает в полосе непропускания значительно раньше, чем у фильтров типа k.

Как следует из рис. 10.21, фильтры типа m сложнее фильтров типа k. При

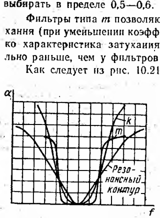


Рис. 10.22. Характеристики затухания фильтров

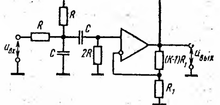


Рис. 10.23. Принципиальная схема активного полосового фильтра

очень высоких требованиях выделения сигнала на фоне сильных помех применяют более сложные фильтры, чем фильтры типов k и m.

Активные фильтры. Вместо усложнения схем фильтров имеется и другой путь повышения их избирательности — введение в схему таких активных элементов, как транзисторы.

На рис. 10.23 приведена схема активного полосового фильтра с положительной обратной связью [35]. Коэффициент усиления K операционного усилителя выбирают с помощью делителя напряжения отрицательной обратной связи R_1, $(K-1)R_1$. Добротность рассчитывают по формуле $Q=1/(3-K)$. Резонансная частота $f_p=1/(2\pi RC)$ и не зависит от коэффициента K, что считается преимуществом фильтра.

Избиратели, основанные на принципе электромеханического резонанса

Электромеханический резонанс происходит при совпадении собственных колебаний механической системы с частотой воздействующих на нее колебаний. К используемым в настоящее время электромеханическим избирателям относятся пьезоэлектрические и магнитострикционные фильтры.

Магнитострикционный частотный избиратель. Принцип его действия основан на магнитострикционном эффекте, суть которого состоит в свойстве некоторых ферромагнитных материалов (инвар, элинвар и др.) изменять свои магнитные свойства в результате изменения механического состояния и наоборот. Такой избиратель представлен на рис. 10.24. Стержень C под влиянием переменного поля, создаваемого сигналом U_1, приходящим на обмотку w_1, совершает вынужденные колебания, что сопровождается изменением его геометрических размеров и магнитного состояния, вследствие чего на выходной обмотке w_2 наводится э. д. с. U_2. При резонансе между частотами сигнала и стержня эти изменения будут наибольшими и э. д. с. U_2 достигнет максимума. Преимущество фильтра — высокая добротность, достигающая 10 000. Недостатком такого избирателя является сильная зависимость магнитострикционного эффекта от температуры.

Пьезоэлектрический частотный избиратель. Принцип его действия основан на пьезоэлектрическом эффекте, сущность которого заключается в возникновении электрических зарядов на поверхностях некоторых природных и синтетических кристаллов при механическом воздействии на них. Пьезоэлектрический эффект обратим; приложенное электрическое напряжение вызывает сжатие или растяжение кристалла согласно закону приложенного напряжения. В качестве материалов, обладающих пьезоэлектрическими свойствами, наиболее часто применяют кварц и кристаллы из сегнетовой соли. Частота колебаний кварца практически не зависит от температурных колебаний.

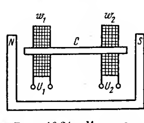


Рис. 10.24. Магнитострикционный частотный избиратель

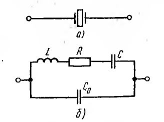


Рис. 10.25. Кварцевый резонатор:
а — условное обозначение;
б — эквивалентная схема

Кварцевый резонатор (рис. 10.25,*а*) в схеме фильтра эквивалентен последовательному контуру, шунтированному емкостью C_0 (рис. 10.25,*б*). Такой контур имеет значительно меньшие потери на рассеяние по сравнению с электрическими контурами. Добротность контуров с кварцевыми резонаторами достигает 500 000. Индуктивность $L = 0{,}1 \div 100$ Гн, емкость колеблется от 0,01 пФ до нескольких десятков пикофарад. Сопротивлением R, равным сотням ом, пренебрегают.

Полоса пропускания полосового кварцевого фильтра лежит в пределах малых долей процента от резонансной частоты. Для ее сужения параллельно с резонаторами включают конденсаторы. Катушки индуктивности, включенные последовательно с резонаторами, расширяют полосу пропускания.

Контрольные вопросы

1. Образуйте из комбинации 11101 код с четным числом единиц, используя схему рис. 10.1.
2. Изложите принцип преобразования двоичного кода в двоично-десятичный.
3. Почему в схеме преобразователя рис. 10.3 младший разряд двоичного кода поступает непосредственно на выход?
4. Почему в схеме преобразователя рис. 10.4 старший разряд двоичного кода поступает непосредственно на выход?
5. Что общего в построении преобразователей в схемах рис. 10.3 и 10.4?
6. Образуйте по схеме рис. 10.5 итеративный код из комбинации двоичного кода 1010 и проверьте полученный результат аналитически. Если считать, что при передаче ошибка произошла в младшем разряде, произведите ее исправление по схеме рис. 10.6.
7. Образуйте по схеме рис. 10.7 код Хэмминга из комбинации двоичного кода 1010 и проверьте полученный результат аналитически. Считая, что при передаче ошибка произошла в младшем разряде, произведите ее исправление по схеме рис. 10.8.
8. Примените тот же пример для циклического кода с помощью рис. 10.9,*а* и 10.11.
9. Сравните комбинации 1110 и 1001 по схеме рис. 10.14.
10. Что такое частотный избиратель?
11. Какие частотные реле с последовательным резонансным контуром Вы знаете?
12. Как работают двухчастотные избиратели?
13. Чем отличаются фильтры типов k и m от обычного резонансного контура и друг от друга?
14. В чем смысл активного фильтра?
15. Как устроены избиратели, основанные на электромеханическом резонансе?
16. Каков принцип действия магнитострикционного избирателя?
17. Как устроен кварцевый резонатор?
18. Что такое добротность и каково ее значение для различных фильтров?

Часть третья
Основные принципы телемеханики

Глава 11. Передача и прием телемеханических сигналов

В первой части книги рассматривались методы образования сигналов. Для этого использовались переносчики в виде непрерывного электромагнитного колебания или последовательности импульсов, на которые методом модуляции или кодирования наносились сообщения.

Следующая задача заключается в передаче сигналов по линии связи и в последующем их приеме. Она не представляет принципиальных трудностей, если каждый сигнал передается по одной линии связи, т. е. если для передачи одного сигнала одному приемнику предоставляется одна пара проводов, а для передачи N сигналов — N пар проводов. Однако такие многопроводные системы при передаче на большие расстояния не применяются. В то же время передача многих сигналов по одной паре проводов, в общем случае по одной линии связи или выделенной полосе частот, значительно усложняется вследствие влияния сигналов друг на друга. Во избежание такого влияния сигналы должны иметь какие-то отличительные признаки для того, чтобы на приеме их можно было разделить и каждый сигнал направить по своему адресу.

В теории связи использование одной линии связи для передачи многих сообщений (сигналов) называют уплотнением линии связи или образованием каналов связи, а вместо термина «разделение сигналов» применяют термины «разделение каналов или канальных сигналов».

Казалось бы, проблему передачи большого числа сообщений по одной линии связи можно решить кодированием, присваивая каждому сообщению определенную кодовую комбинацию. Однако в системах телемеханики происходит передача информации как от одного источника информации ПУ (пункта управления) ко многим приемникам (команды ТУ, передаваемые на контролируемые пункты — КП), так и от многих источников (КП) к одному приемнику (сигналы ТИ и ТС, передаваемые на ПУ с КП). Поскольку в последнем случае информация на ПУ может поступать одновременно с разных КП, коды должны быть такими, чтобы сигналы не смешивались при приеме. Так, если с первого КП послан код 0110 (одна из комбинаций двоичного кода на все сочетания) и одновременно со второго КП — код 1001 (вторая комбинация того же кода), то на ПУ эти коды сложатся и будет принят код 1111, который не соответствует ни одному из посланных кодов. В то же время если первому КП присвоить, например, код 0100 (одна из комбинаций распределительного кода C_n^1), а второму — код 0010 (вторая комбинация того же кода), то при смешении на ПУ образуется код 0110, из которого легко определяются первые две комбинации. Смешения кодов не произойдет, если передавать коды с частотными признаками, присваивая первому КП, например, частоту f_1, а второму — частоту f_2. Однако использование как распределительного кода, так и кодов с частотными признаками означает, что кроме кодирова-

ния происходит дополнительное разделение сигналов: в первом случае — в неявном виде разделение во времени (в каждой комбинации распределительного кода всегда передается только одна единица, сдвинутая во времени относительно единицы в другой комбинации), во втором — разделение по частоте.

Таким образом, в системах телемеханики для передачи многих сигналов по одной линии связи применение обычного кодирования оказывается недостаточным. Необходимо либо дополнительное разделение сигналов, либо специальное кодирование, которое включает в себя элементы разделения сигналов. В то же время разделение сигналов, выполненное на основе временно́го разделения, имеет свои преимущества и чаще используется в телемеханике, особенно в радиотелеметрии.

§ 11.1. Разделение сигналов

Разделение сигналов — обеспечение независимой передачи и приема многих сигналов по одной линии связи или в одной полосе частот, при котором сигналы сохраняют свои свойства и не искажают друг друга. Рассмотрим методы передачи сигналов, которые обеспечивают передачу многих сигналов по одной линии связи. Принципиально имеются следующие способы разделения сигналов:

1) схемное, или электрическое, разделение, при котором для передачи каждого сигнала отводится своя электрическая цепь (этот способ используется в системах с дистанционным управлением, о которых будет сказано далее);

2) амплитудное разделение по уровню, при котором каждому сигналу присваивается своя амплитуда;

3) полярное разделение, при котором передаются сигналы положительной или отрицательной полярности;

4) разделение по форме, при котором, например, сигналы в первом канале передаются импульсами прямоугольной формы, во втором — треугольной, в третьем — трапецеидальной и т. д.;

5) пространственное разделение, при котором сигналы различаются по положению их в пространстве относительно маркерного импульса;

6) временно́е разделение, при котором сигналы передаются последовательно во времени, поочередно используя одну и ту же полосу частот;

7) кодово-адресное разделение, осуществляемое на базе временно́го (реже частотного) разделения сигналов с посылкой кода адреса;

8) частотное разделение, при котором каждому из сигналов присваивается своя частота и сигналы передаются последовательно или параллельно во времени;

9) частотно-временно́е разделение, позволяющее использовать преимущества как частотного, так и временно́го разделения сигналов;

10) фазовое разделение, при котором сигналы отличаются друг от друга фазой.

Первые пять способов разделения сигналов сейчас не применяются. Заметим, что схемный способ лишь условно может быть отнесен к способам разделения сигналов, так как он не соответствует приведенному определению разделения сигналов.

Временнóе разделение сигналов (ВР)

Каждому из n сигналов, которые должны быть переданы, линия связи предоставляется поочередно: сначала за промежуток времени t_1 передается сигнал *1*, за промежуток t_2 — сигнал *2* и т. д. (на рис. 11.1, *а* для примера показана передача пяти сигналов). При временнóм разделении или временнóм уплотнении сигналов каждый сигнал занимает свой временнóй интервал, не занятый другим сигналом. Время, которое отводится для передачи всех сигналов, называется циклом (см. рис. 9.1, *а*). Если в пределах временнóго интервала сигнал состоит только из одного импульса, как на рис. 9.1, *а*, то полоса частот для его передачи определяется только длительностью τ согласно (1.9). Если сигнал состоит из кодовой комбинации или в различных временны́х интервалах следуют импульсы разной длительности (например, при широтно-импульсной модуляции), то полоса частот будет определяться длительностью самого короткого импульса. Так как сигналы передаются поочередно во времени, то и все сигналы (каналы) поочередно используют одну и ту же полосу частот.

Между информационными временны́ми интервалами, в которых передаются сообщения, необходимы защитные временны́е интервалы (рис. 11.1,*а*) во избежание взаимного влияния канала на канал, т. е. переходных искажений.

При временнóм разделении взаимное влияние может произойти при излишнем ограничении полосы пропускания, вследствие чего существенно искажается форма фронтов импульсов. Задний фронт сильно растягивается во времени и перекрывается последующим импульсом. При правильном выборе полосы пропускания, а также соотношения между длительностью импульсов и паузой между ними взаимное влияние каналов нетрудно предотвратить.

Для осуществления временнóго разделения используют распределители, один из которых устанавливают на пункте управления, а другой — на исполнительном пункте. Процесс разделения сигналов во времени распределителем показан на рис. 9.1,*а*. Принцип временнóго разделения сигналов можно пояснить с помощью любого бесконтактного распределителя, описанного в гл. 9. Здесь он иллюстрируется с помощью шаговых искателей, так как, во-первых, это является наиболее наглядным и, во-вторых, с целью знакомства читателя с шаговыми искателями, которые хотя и заменены бесконтактными устройствами, но иногда находят еще приме-

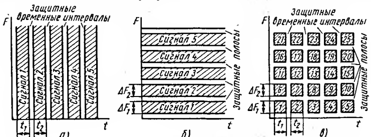


Рис. 11.1 Иллюстрация способов разделения сигналов:
а — временного; *б* — частотного; *в* — частотно-временнóго

нение. Каждый из искателей (рис. 11.2,*а*) состоит из щетки *Щ* и четырех ламелей (их может быть и больше). Щетки на обоих искателях вращаются синхронно (согласованно во времени), т. е. с одинаковой угловой скоростью, делая одинаковое число оборотов в единицу времени, и синфазно (с заданной последовательностью), т. е. с одинаковыми углами расположения щеток на обоих искателях. Последнее означает, что если на ПУ щетка замыкает ламель *1*, то на КП также должна замыкаться ламель *1*. Вращение щеток осуществляется устройствами, которые на рисунке не показаны. На рис. 11.2,*а*, по существу, представлено в простейшем виде устройство телеуправления или телесигнализации. Импульсы создаются теми же щетками от источника постоянного тока. Вращаясь, щетки поочередно замыкают ламели. К каждой ламели на ПУ через ключи K_1 — K_4 присоединен один конец батареи Б. Другой конец батареи через линию связи присоединен на КП к обмоткам реле P_1 — P_4. Второй провод линии связи соединяет щетки. Предположим, что щетки остановились на ламелях *1* и не вращаются. Если при этом замкнуть ключ K_1, то через реле P_1 будет протекать постоянный ток. Если щетки вращаются и ключи замкнуты, то через все реле проходят импульсы постоянного тока. Полный оборот щеток происходит за один цикл, в течение

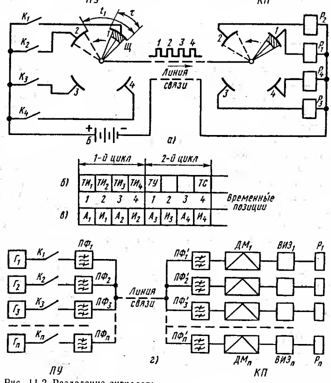


Рис. 11.2 Разделение сигналов:
а, б — синхронное временнóе; *в* — асинхронное временнóе; *г* — частотное

которого можно передать все или часть сигналов. Если щетки продолжают вращаться, то после 1-го цикла следует 2-й, затем 3-й и т. д. Таким образом, образуется последовательность импульсов, каждый из которых передает то или иное сообщение (импульс *1* включает реле P_1, импульс *2* — реле P_2 и т. д.). Это достигается тем, что распределитель подключает линию связи к источникам информации, в данном случае к ключам K_1 — K_4.

В рассмотренном способе ВР каждому источнику информации отводится свой временной интервал (ВИ) или временна́я позиция (ВП). Такое ВР при передаче дискретной информации [6] называют *синхронным временны́м разделением* (СВР). При СВР информация может передаваться в каждом ВИ каждого цикла. Однако непрерывная передача информации возможна лишь в том случае, если источник информации готов к передаче, т. е. ему есть что передавать. В телемеханике непрерывно передаются текущие телеизмерения (см. § 13.1). Командная информация обычно передается реже. Поэтому при СВР используют далеко не все ВИ, что приводит к недогруженности канала связи. Для увеличения пропускной способности системы каждый ВИ можно не закреплять за определенным источником информации, а предоставлять его в первую очередь источнику, у которого накопилась информация, т. е. который находится в активном, или возбужденном, состоянии.

Этот способ ВР называют *асинхронным временны́м разделением* (АВР). При СВР сигналы определенного канала выделяются на приеме просто, так как при передаче каждому каналу в цикле отведен свой ВИ. При АВР передача информации с данного источника может происходить в разные ВИ цикла, которые неизвестны на приеме. Поэтому при АВР необходима дополнительная посылка адреса передаваемой информации, чтобы она была принята именно тем приемником, которому предназначается.

Передача с СВР иллюстрируется рис. 11.2,*б*, на котором для упрощения представлен цикл, состоящий всего из четырех ВП, образуемых при работе распределителя на рис. 11.2,*а*. В 1-м цикле показана передача четырех телеизмеряемых величин ($TИ_1$ — $TИ_4$), во 2-м цикле дается пример передачи команды телеуправления на первой ВП и приема сигнала телесигнализации на четвертой ВП. Ввиду отсутствия информации вторая и третья ВП в этом цикле не используются.

При АВР (рис. 11.2,*в*) на первой и третьей ВП передаются адреса (А), а на второй и четвертой ВП — информация (И).

Целесообразность применения свободных ВП при ВР известна давно, так как при большом цикле передачи в системах телемеханики это не только ускоряет процесс передачи, но и позволяет лучше использовать каналы связи, которые зачастую сто́ят дороже самой системы телемеханики. Для этой цели применяют адресную и спорадическую передачи, о которых будет сказано в этой главе, а также адаптивные телеизмерения (см. § 13.8).

Кодово-адресное разделение сигналов (КАР). Как указывалось, передача телемеханических сообщений с помощью кодовых комбинаций возможна лишь при дополнительном разделении сигналов: временно́м или частотном. В современных системах телемеханики передача информации

кодовыми комбинациями осуществляется с ВР. Ее можно назвать передачей с *временным кодово-адресным разделением* (ВКАР).

Передача с ВКАР осуществляется таким образом. Сначала передается синхронизирующий импульс или кодовая комбинация (синхрокомбинация) для обеспечения согласованной работы распределителей на пункте управления и контролируемом пункте. Далее посылается кодовая комбинация, называемая кодом адреса. Первые символы кода адреса предназначены для выбора контролируемого пункта и объекта, последние образуют адрес функции, в котором указывается, какая телемеханическая операция (функция) должна выполняться (ТУ, ТИ и т. п.) После этого следует кодовая комбинация самой операции, т. е. передается командная информация или принимается известительная информация. Подробно ВКАР рассматривается при описании систем телемеханики в гл. 15.

Частным случаем временного кодово-адресного разделения сигналов является асинхронное временное разделение. Действительно, при ВКАР порядок передачи информации может быть любым независимо от того, в каком состоянии находятся источники информации, т. е. изменил ли данный источник свое состояние (ТУ) или величину (ТИ) или состояние объекта и измеряемая величина не претерпели изменения по сравнению с предыдущей передачей. При АВР передаются только те источники, которые изменили свое состояние или величину по сравнению с предыдущей передачей.

Частотное разделение сигналов (ЧР)

При частотном разделении для каждого из n сигналов, подлежащих передаче, выделяется своя полоса частот: для сигнала $1-\Delta F_1$, для сигнала $2-\Delta F_2$ и т. д. (см. рис. 11.1,б). Это значит, что при частотном разделении (частотном уплотнении) каждый сигнал занимает свой частотный интервал, не занятый другими сигналами, т. е. каждому из n сигналов, которые должны передаваться, присваивается своя частота: сигналу $1-f_1$, сигналу $2-f_2$ и сигналу $n-f_n$. Технически такая передача для телеуправления осуществляется следующим образом. На передающей стороне (ПУ) помещаются генераторы частот $F_1,...F_n$, каждый из которых генерирует синусоидальное колебание частотой $f_1,f_2,...,f_n$ (рис. 11.2,*г*), а также полосовые фильтры $ПФ_1...ПФ_n$ с центральными частотами, соответствующими частотам генераторов.

На приемной стороне (КП) каждый из посланных сигналов выделяется сначала полосовым фильтром, настроенным на данную частоту, а затем выпрямляется демодуляторами ($ДМ_1-ДМ_n$), после чего постоянный ток либо непосредственно, либо через выходные исполнительные элементы *ВИЭ* включает электромеханические реле (P_1-P_n). Для включения реле P_1 нужно замкнуть ключом K_1 цепь генератора $Г_1$, который посылает в линию связи частоту f_1. На КП этот сигнал проходит только через фильтр $ПФ_1$ и после выпрямления включает реле P_1. Аналогично ключом K_2 включается реле P_2 и т. д. Порядок посылки сигналов может быть любой, т. е. после сигнала частотой f_1 может быть послан сигнал частотой f_3 или любой другой сигнал. Это так называемая последовательная передача сигналов

во времени. Если замкнуть все ключи одновременно, то в линию связи будут посланы одновременно все частоты и включатся сразу все реле. Это параллельная посылка сигналов, при которой линия связи предоставляется одновременно всем или нескольким сигналам. За время, равное длительности одного сигнала, могут быть переданы сразу все или несколько сигналов.

Ширина полосы частот каждого частотного сигнала (канала) определяется нестабильностью генератора, длительностью импульса и качеством фильтра. Поскольку стабильность генератора и крутизна характеристики фильтра не могут быть идеальными, между частотными каналами предусмотрены защитные полосы.

Частотное разделение сигналов для телеизмерения будет рассмотрено в гл. 13.

Фазовое разделение сигналов (ФР)

При фазовом разделении на одной частоте передается несколько сигналов в виде радиоимпульсов с различными начальными фазами. Для этого используется относительная или фазоразностная манипуляция (обычная фазовая модуляция применяется реже, см. гл. 4). В настоящее время в связи реализована аппаратура, позволяющая одновременно передавать сигналы двух и трех каналов на одной несущей частоте. Таким образом, в одном частотном канале создается несколько каналов передачи двоичных сигналов.

На рис. 11.3,*а* приведена векторная диаграмма двукратной фазовой манипуляции (ДФМ), обеспечивающей передачу двух каналов на одной частоте. В первом фазовом канале нуль (импульс отрицательной полярности) передается токами с фазой 180°, а единица (импульс положительной полярности) — токами с фазой 0°. Во втором фазовом канале используются токи с фазами 270 и 90° соответственно, т. е. сигналы второго канала сдвигаются по отношению к сигналам первого канала на 90°.

Предположим, что необходимо передать на одной частоте методом ДМФ кодовые комбинации 011 в первом

Рис. 11.3. Передача двух сообщений на одной частоте методом двукратной фазовой манипуляции:

а,б — векторные диаграммы; *в, г* — передача кодовых комбинаций по первому и второму каналам; *д* — фазовая манипуляция передаваемых сообщений

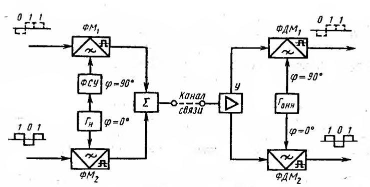


Рис. 11.4. Структурная схема передачи с двукратной фазовой манипуляцией (сигналы от $Г_н$ и $Г_{онн}$ с фазой $\varphi=0°$ должны быть направлены соответственно к $ФМ_1$ и $ФДМ_1$, а с фазой $\varphi=90°$ — к $ФМ_2$ и $ФДМ_2$)

канале (рис. 11.3, *в*) и 101 во втором (рис. 11.3, *г*). Процесс фазовой манипуляции для первого канала показан сплошными линиями, а для второго — пунктирными (рис. 11.3, *б, д*). Таким образом, каждой кодовой комбинации соответствует свое синусоидальное напряжение. Эти синусоидальные колебания складываются и в линию связи посылается суммарное синусоидальное колебание той же частоты, которое обозначено штрихпунктиром на рис. 11.3, *д*. Здесь же показано, что в интервале $0 - t_1$ передаются нуль по первому каналу и единица по второму каналу, что соответствует передаче вектора A с фазовым углом 135° $(\overline{\varphi}_3+\overline{\varphi}_2)$. В интервале $t_1 - t_2$ передаче единицы по первому каналу и нуля по второму соответствует вектор B с углом 315° $(\overline{\varphi}_1+\overline{\varphi}_4)$, а в интервале $t_2 - t_3$— вектор C с углом 45°, так как передаются единицы по первому и второму каналам $(\overline{\varphi}_1+\overline{\varphi}_3)$

Структурная схема устройства для осуществления ДМФ показана на рис. 11.4. Генератор несущей $Г_н$ имеет фазосдвигающее устройство ФСУ для получения сдвига фазы синусоидального колебания на 90° во втором канале. Фазовые модуляторы $ФМ_1$ и $ФМ_2$, описанные в гл. 4, осуществляют манипуляцию в соответствии с рис. 11.3, *д*, а сумматор Σ производит сложение синусоидальных колебаний. На приеме после усилителя *У* разделение обоих каналов осуществляется в фазовых детекторах — демодуляторах $ФДМ_1$ и $ФДМ_2$, на которые с генератора $Г_{онн}$ подается опорное напряжение несущей, совпадающей по фазе с напряжением данного канала. Например, при поступлении с усилителя суммарного синусоидального напряжения (вектор A на рис. 11.3, *б*) на демодуляторе первого канала $ФДМ_1$ будет выделено положительное напряжение, соответствующее фазе 0° (прием единицы по первому каналу), так как фаза опорной несущей частоты совпадает с фазой первого канала. Вектор A можно разложить на две составляющие: $A_{\varphi=0°}$ и $A_{\varphi=90°}$. В $ФДМ_1$ составляющая сигнала $A_{\varphi=0°}$ взаимодействует с опорным напряжением, подаваемым на этот канал, а составляющая $A_{\varphi=90°}$ будет подавлена (напряжение сигнала второго канала на выходе $ФДМ_1$ не появится, так как вектор опорной частоты перпендикулярен фазе вектора напряжения второго канала и произведение этих векторов будет равно нулю). В то же время в $ФДМ_2$ приход суммарного синусоидального напряжения (вектор A) создаст по-

ложительное напряжение, соответствующее фазе 90° (прием единицы во втором канале), так как фаза опорной частоты, сдвинутая на 90° по сравнению с опорной частотой первого канала, совпадает с фазой второго канала. Напряжение сигнала первого канала на выход $ФДМ_2$ не поступит, так как вектор опорной частоты в данном канале перпендикулярен вектору напряжения первого канала и произведение этих векторов будет равно нулю.

Аналогично может осуществляться и передача двух сообщений на одной частоте при относительной фазовой манипуляции (ДОФМ). Таким образом, использование ДФМ или ДОФМ позволяет удвоить пропускную способность канала связи. Возможна также передача трех сообщений на одной частоте с помощью трехкратной относительной манипуляции.

Частотно-временно́е разделение сигналов (ЧВР)

На рис. 11.1, *в* дается иллюстрация частотно-временно́го разделения (ЧВР) сигналов. Заштрихованные квадраты с номерами — это сигналы, передаваемые в определенной полосе частот и в выделенном интервале времени. Между сигналами имеются защитные временны́е интервалы и полосы частот. Число образуемых сигналов при этом значительно увеличивается. Это подтверждает и тот факт, что в самой совершенной аппаратуре для образования каналов телеграфирования используется ЧВР сигналов (см. гл. 6). Осуществляется ЧВР сигналов с помощью аппаратуры, необходимой для выполнения ВР и ЧР (см. гл. 12).

Сравнение временно́го и частотного разделения сигналов. Так как временно́е и частотное разделения сигналов являются основными в телемеханике, произведем их сравнение по различным параметрам. При этом будем считать, что быстродействие систем телемеханики, использующих как частотное, так и временно́е разделение сигналов, одинаково. В данном случае под быстродействием понимают передачу за определенный промежуток времени одного и того же числа команд при частотном и временно́м разделении сигналов. Например, сигналы $B_1—B_3$ при временно́м и $Ч_1—Ч_3$ при частотном разделении передаются за время одного цикла $T_ц$ (рис. 11.5, *а*). Это значит, что при посылке N команд длительность импульса при ВР должна быть в N раз меньше длительности импульса при ЧР, так как команды при ЧР могут быть посланы одновременно, а при ВР — только последовательно во времени. Из рис. 11.5, *а* следует, что, посылая за время цикла $T_ц$ три команды $Ч_1 — Ч_3$ одновременно, получают ту же скорость передачи, что и при поочередной посылке в три раза более коротких сигналов $B_1—B_3$. Таким образом, речь идет о быстродействии за цикл. Очевидно, в пределах цикла команда при ВР будет передана быстрее, чем при ЧР. При этом считают, что ширина полосы частот, в которой происходит передача, одна и та же как для ВР, так и для ЧР.

По помехоустойчивости. 1. При одинаковой среде мощности передатчиков. При этом сравнении считается, что амплитуда сигнала как при ЧР, так и при ВР не ограничивается. За время $T_ц$ передатчик при ВР концентрирует всю мощность на передачу одного сигнала в любой момент времени, тогда как при ЧР мощность передатчика разделяется в данном примере на три сигнала, которые передаются одновременно для получения того же быстродействия. В общем случае при ЧР

мощность передатчика делится на общее число N передаваемых сигналов, т. е. мощность одного сигнала $P_{ч_1}=U^2/N$ (если считать, что $R=1$ Ом). При ВР сигналы более мощные, но и более короткие, т. е. $P_{в_1}=U^2$. Так как энергия одного сигнала $E=U^2\tau$, а $\tau_{в1}=T_ц/N$ и $\tau_{ч1}=T_ц$, то энергия одного сигнала $E_{в1}=E_{ч1}=U^2T_ц/N$. А раз энергии сигналов одинаковы, то согласно выводам, сделанным в гл. 5, помехоустойчивость передачи сигналов как при частотном, так и при временно́м разделении одинакова. Строго говоря, при данных условиях сравнения минимальное преимущество имеет передача с ЧР, так как при ВР часть цикла отводится на передачу синхронизирующего сигнала.

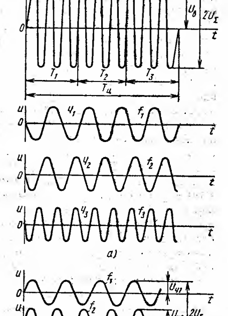


Рис. 11.5. Сравнение помехоустойчивости передачи с временным и частотным разделением сигналов:

а — при одинаковой мощности передатчиков; б — при одинаковой амплитуде сигналов

2. При одинаковой амплитуде сигналов. Практически во всех каналах, за исключением физической пары проводов, отводимой для данной передачи, амплитуду передаваемых сигналов ограничивают во избежание наведения помех в соседних каналах и возникновения переходных и перекрестных искажений. Если разрешенная суммарная амплитуда сигнала при передаче по каналу равна U_Σ, то при ВР амплитуда сигнала $U_в=U_\Sigma$ (рис. 11.5, *а*). При ЧР на один сигнал приходится лишь третья часть этой амплитуды, т. е. в общем случае $U_{ч1}=U_\Sigma/N$, где N — число каналов.

При передаче с временным разделением энергия одного сигнала

$$E_{в1}=U_\Sigma^2T_ц/N. \tag{11.1}$$

При передаче с частотным разделением энергия одного сигнала в N раз меньше, так как амплитуда одного сигнала составляет N-ю часть от U_Σ, т. е. U_Σ/N. Поэтому можно записать

$$E_{ч1}=U_\Sigma^2T_ц/N^2. \tag{11.2}$$

Таким образом, помехоустойчивость передачи с временным разделением сигналов значительно выше, чем с частотным. Это иллюстрирует рис. 11.5, *б*, на котором показана передача тех же сигналов $Ч_1$—$Ч_3$ с теми же частотами f_1—f_3, что и на рис. 11.5, *а*, но с амплитудой в три раза меньшей.

По занимаемой полосе частот. Вследствие того что команды при ВР в N раз короче, чем при ЧР, согласно (1.17) полоса частот, отводимая на каждую команду при ВР, в N раз шире, чем при ЧР. Например, если $T_ц=3$ мс, то $T_1=T_2=T_3=1$ мс и $\Delta F_{вр}=2/T_{1-3}=2000$ Гц. При ЧР каждая команда передается в течение 3 мс и должна занимать полосу $\Delta F_{ЧР}=660$ Гц, чтобы в сумме с учетом защитного интервала между полосами занять ту же частоту и обеспечить то же быстродействие, что и при ВР. Если же за время $T_ц=3$ мс передавать при ВР только одну команду, то она также займет полосу $\Delta F_{в1}\approx 660$ Гц.

Таким образом, при одинаковом быстродействии требуются примерно одинаковые полосы частот как при временно́м, так и при частотном разделении сигналов. Однако чем больше быстродействие, тем больше должна быть полоса частот при ВР и ЧР. Так, суммарная полоса частот для N каналов при ВР с учетом выделения одного канала на синхронизацию составит

$$\Delta F_{\Sigma в}=(N+1)\Delta F_{в1}. \qquad (11.3)$$

При ЧР с учетом добавления защитных полос частот между командами (подробно о них будет сказано в гл. 12) суммарная полоса частот

$$\Delta F_{\Sigma ч}=1{,}2NF_{ч1}. \qquad (11.4)$$

Считая, что при том же быстродействии $\Delta F_{в1}=\Delta F_{ч1}$, получаем

$$\Delta F_{\Sigma в}/\Delta F_{\Sigma ч}=(N+1)/(1{,}2N). \qquad (11.5)$$

Практически в промышленных системах телемеханики команды передаются поочередно (не более одной за цикл), и быстродействие не играет решающей роли. Поэтому временно́е разделение сигналов дает некоторый выигрыш в полосе частот, так как сужению полосы частот при ЧР препятствуют технические трудности, связанные с выполнением узкополосных электрических избирателей.

§ 11.2. Виды телемеханических передач

При рассмотрении принципов построения систем телемеханики будем сталкиваться со следующими видами телемеханической передачи.

Циклическая телепередача. Это передача, при которой телемеханические сообщения передаются периодически в заданной последовательности (ГОСТ 26.005—82). Таким образом, в циклической телепередаче, или просто циклической передаче, телемеханическая информация передается за определенный промежуток времени, называемый циклом. Осуществляется такая передача циклическими устройствами, которые работают непрерывно, т. е. являются постоянно действующими, переключаясь цикл за циклом независимо от того, передается ли какая-нибудь информация в каждом цикле или нет. Например, в первом цикле передается сообщение № 2, во втором цикле может ничего не передаваться, в третьем цикле передается сообщение № 3 и т. д.

Перечислим преимущества систем, использующих циклическую телепередачу, или циклических систем: 1) постоянная готовность к работе, что в ряде случаев увеличивает быстродействие передачи; 2) простота

получения непрерывной сигнализации о состоянии управляемых объектов (в нециклических системах сигнализация передается обычно по вызову, т. е. по требованию диспетчера); 3) постоянный контроль за состоянием линии связи и работоспособностью системы телемеханики, позволяющий обнаружить неисправность системы сразу же после прекращения ее работы, а не в момент передачи сообщения, как в нециклической системе. Обычно циклическую телепередачу применяют в системах с синхронным временным разделением сигналов.

Кроме приведенных терминов «циклическая телепередача» и «циклическая система» существует термин «циклический (циркулярный) опрос», о котором будет сказано позже. Заметим, что в циклических системах даже при отсутствии передачи сообщений в линии связи всегда циркулирует сигнал, синхронизирующий работу пункта управления с контролируемым пунктом.

Спорадическая телепередача. Это передача, при которой телемеханическое сообщение передается только с появлением события на передающем пункте (ГОСТ 26.005—82). В спорадической телепередаче информация передается лишь в течение определенных интервалов времени, которые иногда бывают заранее заданы или возникают по мере накопления информации.

Устройства, осуществляющие спорадическую телепередачу, работают только при приеме или передаче информации; в остальное время они выключены. Это не позволяет определить, исправна ли система и нет ли обрыва линии связи или в это время имеется «окно» в спорадической передаче. Для обеспечения контроля за исправностью системы телемеханики и линии связи приходится принимать такие меры, как обтекание линии связи постоянным током при отсутствии передачи (см. § 15.2), использование обратного канала для посылки непрерывной последовательности импульсов (см. § 15.5) и т. п.

Спорадическая телепередача целесообразна, если сообщения возникают относительно редко или допустима некоторая задержка в их передаче. В последнем случае сообщения накапливаются и затем передаются сразу. В промежутках между такими пачками сообщений канал связи может быть предоставлен для других передач. Способ разделения сигналов при спорадической телепередаче может быть любым.

Однако, как показывает практическая реализация систем телемеханики, свободное время между сеансами спорадической телепередачи для передачи полезной информации не используется или используется лишь частично.

Многоканальная телепередача. Это передача, в которой в одном цикле или в одной полосе частот сообщения передаются от многих источников. Данное понятие относится главным образом к передаче ТИ и ТС, так как в телеуправлении в течение одного цикла передается, как правило, лишь одна команда, хотя принципиально за один цикл можно передать много команд. Многоканальная передача может быть как циклической, так и спорадической с любым способом разделения сигналов.

Адресная телепередача. Смысл этой передачи был заложен при рассмотрении временно́го кодово-адресного разделения сигналов и АВР.

Адресную телепередачу можно назвать также многоканальной,

поскольку по одной паре проводов или в одной полосе частот осуществляется передача многих сообщений. Разница лишь в том, что в многоканальной передаче за один цикл передается сразу много сообщений, а в адресной — только одно сообщение; второе и последующие сообщения должны быть переданы в следующих циклах. Адресная передача может быть циклической и спорадической.

Все рассмотренные телемеханические передачи могут быть применены как для передачи командной информации, так и для приема известительной информации.

§ 11.3. Способы выбора объектов

При использовании перечисленных методов разделения сигналов нахождение адреса объекта для получения с него информации или передачи ему команды обеспечивается достаточно точно. Поэтому дополнительных методов выбора (избирания) объектов не требуется. В то же время в современных системах телемеханики с временны́м кодовым разделением сигналов в зависимости от количества управляемых объектов применяют дополнительные способы выбора объектов (исполнительных цепей), после того как на контролируемом пункте принята команда, посланная с пункта управления. Рассмотрим эти способы.

Непосредственный, или одноступенчатый, способ. Этот способ выбора объектов характеризуется тем, что на приемной стороне сигнал после расшифровки поступает на исполнительное устройство, с помощью которого происходит включение объекта. Если, например, необходимо управлять 100 объектами, то на ПУ должно быть 100 ключей.

Схематическое изображение этого способа представлено на рис. 11.6, *а*, где показаны только ключи и объекты. Замыканием, например, ключа K_3 включают объект *3*, ключа K_{100}— объект 100 и т. д.

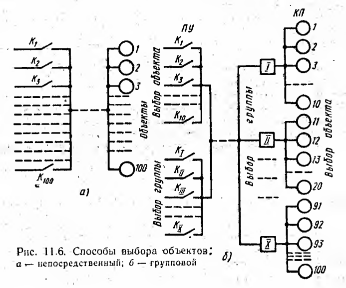


Рис. 11.6. Способы выбора объектов: *а* — непосредственный; *б* — групповой

Групповой способ. При таком способе выбора исполнительную цепь данного объекта выбирают в несколько этапов. Например, первой командой выбирают группу объектов, второй — подгруппу, а третьей — сам объект. Таких этапов выбора может быть два, три и больше. На рис. 11.6, *б* показан двухступенчатый выбор одного из 100 объектов. Для этой цели на ПУ имеется всего 20 ключей. Объекты КП в свою очередь разбиты на 10 групп по 10 объектов в каждой. Для того чтобы выбрать, т. е. включить или отключить, например, объект *13* сначала замыкают ключ K_{II} в группе «выбор группы», что включает групповое исполнительное устройство *II* на КП. Далее замыкают ключ K_3 в группе «выбор объекта», отчего включается объект *13*. В группе «выбор объекта» 10 ключей являются общими для всех объектов 10 групп КП, т. е. ключом *3* можно включить не только объект *13*, но и объект *93*, для чего, однако, нужно предварительно выбрать группу *X*. Групповой выбор дает экономию аппаратуры ПУ, несколько усложняя при этом аппаратуру КП.

Контрольные вопросы

1. Что такое разделение сигналов?
2. Перечислите основные способы разделения сигналов, применяемые в телемеханике.
3. В чем смысл временно́го разделения сигналов и как оно осуществляется?
4. В чем смысл синхронного и асинхронного временно́го разделения сигналов и как оно осуществляется?
5. В чем смысл кодово-адресного разделения сигналов и как оно осуществляется?
6. В чем смысл частотного разделения сигналов и как оно осуществляется?
7. Чем определяется полоса частот при временно́м разделении сигналов?
8. Чем определяется полоса частот при частотном разделении сигналов?
9. Из каких соображений выбирают защитные интервалы при временно́м и частотном разделении сигналов?
10. Произведите сравнение временно́го и частотного разделения сигналов по основным параметрам.
11. В чем смысл частотно-временно́го разделения сигналов и как оно осуществляется?
12. Как осуществляется фазовое разделение сигналов?
13. Дайте пример образования ДФМ.
14. Как осуществляется ДФМ?
15. Дайте определения основных видов телемеханических передач.
16. Сравните циклическую и спорадическую телепередачи.
17. Сравните адресную и многоканальную телепередачи.
18. Перечислите способы выбора объектов и укажите разницу между ними.

Глава 12. Телеуправление и телесигнализация

Телеуправление (ТУ) и телесигнализация (ТС) относятся к основным функциям телемеханики. Общее понятие ТУ и ТС было дано во введении, а на рис. В.7, В.8 и В.9 схематично показано выполнение этих функций. Телеуправление применяется не только для включения и отключения

объектов. Оно является также составной частью телерегулирования и некоторых разновидностей телеизмерения (см. гл. 13). В этой главе будут рассмотрены разновидности ТУ и ТС и методы их осуществления, а также принципы построения систем ТУ — ТС.

§ 12.1. Основные понятия

Прежде чем перейти к изучению принципов построения систем телеуправления и телесигнализации, рассмотрим виды управления и сигнализации, применяемые в технике и телемеханике, а также методы их осуществления.

Виды управления

Местное управление (МУ). Это вид управления, при котором по силовым проводам протекает весь ток, потребляемый объектом (рис. 12.1, *а*). Объект *ОБ* (двигатель, масляный выключатель, лампа и т. п.) включается или отключается органом управления *ОУ* (например, выключателем). Линией связи в данном случае являются силовые провода, сечение которых выбирают в зависимости от мощности объекта управления. Дальность МУ невелика из-за большого падения напряжения в проводах. При управлении многими объектами для каждого объекта необходима своя пара проводов.

Дистанционное управление (ДУ). Это вид управления на расстоянии объектами путем передачи сигналов по линиям связи, число которых соответствует числу управляемых объектов. На рис. 12.1, *б* показана схема дистанционного управления, в которой используется электрическое или проводное разделение сигналов. ДУ отличается от МУ наличием промежуточного реле и слаботочной линии связи вместо силовых проводов. При нажатии ключа замыкается контакт реле *Р*, который включает объект. Для включения реле требуется ток порядка единиц или десятков миллиампер. Поэтому сечение проводов линии связи может быть незначительным.

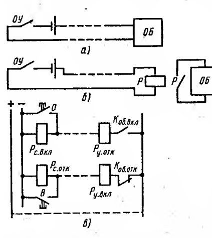


Рис. 12.1. Виды управления:
а — местное; *б*, *в* — дистанционное

На рис. 12.1, *в* приведена схема ДУ для передачи по трем проводам, обозначенным пунктиром, четырех сообщений: двух команд (кнопка *В* — включить и *О* — отключить) и двух сигналов сигнализации (реле $P_{с.отк}$ — объект отключен и $P_{с.вкл}$ — объект включен). В положении, показанном на схеме, объект отключен и его контакт $K_{об.отк}$ замкнут. При этом включено реле сигнализации $P_{с.отк}$, включающее лампочку, сигнализирующую о том, что объект отключен. Реле управления $P_{у.вкл}$ рассчитано на больший ток и не включается одновременно с реле $P_{с.отк}$. Включение объекта осуществляется кнопкой *В*, которая шунтирует реле

$P_{с.отк}$, в результате ток увеличивается и реле $P_{у.вкл}$ срабатывает. При включении объекта контакт $K_{об}$ переключается, сигнальное реле $P_{с.отк}$ отключается, а реле $P_{с.вкл}$ включается (замкнут контакт $K_{об.вкл}$) и включает сигнальную лампочку.

Телеуправление — управление положением или состоянием дискретных объектов и объектов с непрерывным множеством состояний методами и средствами телемеханики (ГОСТ 26.005—82). Согласно ГОСТ 26.005—82, телеуправление подразделяется на двухпозиционное и многопозиционное.

Двухпозиционное телеуправление — телеуправление объектами, имеющими два возможных состояния. Многопозиционное телеуправление — телеуправление объектами, имеющими более двух возможных состояний.

В телеуправлении сделан следующий шаг по использованию линии связи — управление на расстоянии многими объектами по одной линии или каналу связи. Разница между ДУ и телеуправлением (ТУ) заключается в том, что в ДУ для управления каждым объектом применяется отдельная линия связи, тогда как в ТУ одна линия связи (канал связи) используется для управления многими объектами. Системы ДУ называют многопроводными, а системы ТУ — многоканальными.

Таким образом, в основу приведенной классификации положены методы использования линии связи (канала связи).

Для выполнения телеуправления, согласно ГОСТ 26.005—82, могут быть использованы следующие команды:

Команда телеуправления — телемеханическое сообщение, передаваемое с пункта управления на контролируемые пункты и вызывающее изменение положения или состояния объектов.

Групповая команда телеуправления — команда телеуправления, адресованная нескольким объектам одного контролируемого пункта.

Циркулярная команда телеуправления — команда телеуправления, адресованная объектам нескольких или всех контролируемых пунктов телемеханической системы.

Команда-инструкция — команда телеуправления, передаваемая с пункта управления на контролируемые пункты оперативному персоналу, где она выводится на устройства отображения в виде стандартных инструкций.

Телемеханическая команда опроса — телемеханическое сообщение, требующее от контролируемого пункта передачи информации о состоянии объектов.

Методы телеуправления

Процесс телеуправления. Согласно ГОСТ 26.205—83, при телеуправлении должны быть предусмотрены две операции: подготовительная и исполнительная. Происходит двухступенчатый процесс телеуправления, или *двухступенчатый выбор объекта*. Сначала диспетчер выбирает объект (находит его адрес), т. е. осуществляет подготовительную операцию — выбор с помощью индивидуального ключа требуемого объекта управления. Далее он посылает команду «включить» или «отключить» (команду

о характере операции), т. е. осуществляет исполнительную операцию — собственно посылку команды на объект управления с помощью индивидуального либо (чаще) общего ключа или кнопки.

Двухступенчатость управления увеличивает его надежность и уменьшает вероятность неправильной посылки команды, так как требует от диспетчера большего набора действий и времени исполнения, что позволяет исправить возникшую ошибку. Кроме того, в системе предусматривается защита, сигнализирующая (или запрещающая дальнейшие действия) диспетчеру о том, что вместо одного объекта выбран другой.

Иерархичность или многоступенчатость управления. Во многих отраслях промышленности применяется ступенчатая структура управления. Например, в системе управления завод — объединение — главк заводская система телемеханики управляет и контролирует объекты в цехах. Система телемеханики объединения получает информацию с заводов, входящих в объединение, а главк собирает информацию с объединений. Конечно, не вся информация, получаемая заводской системой телемеханики, необходима диспетчеру объединения. Ему предоставляется лишь основная, а дополнительную информацию он может затребовать. Соответственно это относится и к информации, передаваемой в главк. Таким образом, в центральный диспетчерский пункт поступают лишь некоторые обобщающие данные о работе нижних ступеней управления. Самой нижней ступенью (уровнем) является местная автоматика, которая может воздействовать на объект. В то же время наиболее важная информация передается непосредственно в центральный диспетчерский пункт (ЦДП). В свою очередь, из ЦДП на нижестоящие ступени управления поступают обобщающие команды типа заданий, которые конкретизируются на месте. Например, из ЦДП поступает распоряжение «на производство подать столько-то нефти». Из какого резервуара будет подана нефть, решает нижестоящая ступень управления. Из сказанного делается очевидным, что принцип иерархичности основан на разделении информации управления по определенным уровням, что позволяет создавать многоступенчатые системы ТУ — ТС.

Циркулярное управление. Системы ТУ — ТС, как правило, выпускаются в таком исполнении, что в течение одного цикла может быть послана только одна команда. В то же время иногда требуется так называемое циркулярное управление, т. е. передача циркулярной команды телеуправления. Причинами бывают условия технологического процесса или необходимость сокращения времени управления, т. е. увеличения быстродействия (например, при очень большом числе управляемых объектов, когда поочередное управление каждым из них занимает много времени).

Циклический опрос. Системы телемеханики иногда выполняются так, что в случае необходимости диспетчер может послать команду на КП, с которого поочередно будет передаваться информация (ТС или ТИ или и то и другое) о состоянии всех или заранее определенных объектов. В системах телемеханики для рассредоточенных объектов такой циклический опрос может осуществляться с одним, несколькими или со всеми КП. Циклический опрос может производиться вручную или автоматически, причем КП и объекты могут подключаться поочередно или по заданной программе.

Виды сигнализации

Телесигнализация — получение информации о состоянии контролируемых и управляемых объектов, имеющих ряд возможных дискретных состояний, методами и средствами телемеханики (ГОСТ 26.005—82).

Сигнализация о состоянии объектов и системы телемеханики. Такая сигнализация имеется как в системах ТС, предназначенных только для целей сигнализации, так и в системах ТУ — ТС. Она может осуществляться автоматически либо по вызову диспетчера. Сигнализация о состоянии объектов в устройствах ТС является всегда адресной, т. е. конкретно указывает, какой объект изменил свое состояние. Практически она всегда адресная и в системах ТУ — ТС.

Кроме сигнализации о состоянии объектов предусматривается сигнализация об исправной работе системы. Для этого выделяется один из каналов системы и с КП посылается сигнал, отчего на ПУ в случае исправности системы постоянно горит сигнальная лампа.

Сигнализация, подтверждающая выполнение команд ТУ, или *известительная сигнализация.* Она может как подтверждать промежуточное выполнение команды, связанное с включением ряда устройств, предшествующих переключению объекта, так и извещать об изменении состояния непосредственно объекта. Если сигнализация об объекте является адресной, то сигнализация о подготовке аппаратуры к включению о выборе объекта часто бывает общей для всех объектов, т. е. безадресной.

Сигнализация о выходе измеряемого параметра за установленные пределы. Сюда же можно отнести аварийную сигнализацию.

Методы сигнализации

Телесигнализация всегда обладает приоритетом по сравнению с телеуправлением, так как в некоторых (например, аварийных) ситуациях она может нести очень большую информацию для диспетчера, приводящую к возможной отмене передачи намеченных команд телеуправления.

Сигнализация по методу «светлого щита». Она означает, что зажженная лампа на щите будет гореть до тех пор, пока объект включен, и погаснет лишь тогда, когда объект отключится. Если все объекты включены, то все индикаторы будут светиться. Это представляет неудобства для диспетчера в случае большого числа сигналов. Действительно, если горят, например, 250 ламп, то обнаружить, где загорелась еще одна, довольно трудно, даже если это и сопровождается звуковой сигнализацией.

Сигнализация по методу «темного, или мимического, щита». Эта сигнализация означает, что о положении объекта судят не по индикаторной лампочке, которая обычно погашена, а по положению ключа. Индикаторная лампочка загорается лишь при изменении состояния объекта. Например, если пришел сигнал о том, что объект *3* включился, то загорается индикаторная лампочка *3* и звенит звонок. Возникает несоответствие между новым состоянием объекта и состоянием ключа, который повернут в положение, указывающее, что объект отключен (ведь объект был отключен до последнего момента, на что и указывает ключ). Диспетчер переключает ключ (эти ключи иногда называют квитирующими, так как пере-

ключение ключа — своеобразная выдача квитанции о получении извещения) в положение «Включено», лампочка гаснет, звонок перестает звенеть. Таким образом, в обычном состоянии лампочки не горят (щит темный), а состояние объекта сигнализируется положением ключа. В данном случае речь идет о квитировании, при котором для каждого объекта имеется свой квитирующий ключ. Однако может быть и общее квитирование с одной общей для всех сигналов квитирующей кнопкой.

Из рассмотрения следует, что устройство телемеханики в случае приема дискретной информации без запроса со стороны пункта управления должно обеспечивать подачу вызывных сигналов — звукового и светового. Звуковой сигнал выполняется общим для всех устройств пункта управления. Световой сигнал должен быть отдельным для каждого контролируемого пункта, обслуживаемого одним диспетчерским комплектом устройства телемеханики.

§ 12.2. Принципы построения временны́х систем ТУ — ТС

В основу построения систем телемеханики положены следующие изложенные ранее принципы: 1) временно́е разделение сигналов; 2) циклическая передача, в которой для увеличения надежности за один цикл может передаваться не более одной команды; 3) двухступенчатый выбор объекта (для упрощения схемы ниже используется непосредственный, а не групповой выбор объекта); 4) сигнализация по методу темного щита; 5) выполнение схемы на бесконтактных элементах, за исключением выходных исполнительных устройств, где применены электромагнитные реле. На основании этих принципов рассмотрим примеры построения временны́х систем телемеханики.

Системы для сосредоточенных объектов

На рис. 12.2 приведена схема с временны́м разделением системы ТУ — ТС. Сплошными линиями изображены узлы и блоки, относящиеся к ТС, пунктирными — к ТУ. Блоки, начерченные пунктирными и сплошными линиями, являются общими для устройств ТС и ТУ. Заштрихованные блоки нужны только для объединенной системы ТУ — ТС. Основой системы ТУ — ТС являются два распределителя (на ПУ и на КП), которые переключаются от генераторов импульсов ГТИ и работают синхронно, что обеспечивается соответствующими способами синхронизации. В частности, возможна посылка с одного из распределителей (ведущего) синхронизирующего сигнала (СС), который должен отличаться от импульсов ТУ и ТС. Иногда СС представляет собой кодовую комбинацию или импульс большей длительности, чем импульсы ТУ и ТС. В данной схеме СС является импульсом отрицательной полярности (синхронизирующий импульс СИ). На КП он выделяется блоком синхронизирующих импульсов БСИ и подается на распределитель КП, синхронизируя работу распределителей. Так как рассматриваемая система является циклической, то СИ поступает в линию связи в начале каждого цикла. Запуск ведущего распределителя осуществляется блоком автозапуска АЗ.

Рассмотрим сначала передачу сигналов ТС с КП на ПУ. Количество импульсов ТС зависит от состояния контролируемых объектов и может изменяться от цикла к циклу. Если объект изменил свое состояние, т. е. переключился, то датчик сигнализации *ДС* подключает выход элемента распределителя к линейному блоку *ЛБ*. Импульс с элемента распределителя усиливается в *ЛБ* и поступает в линию связи. На ПУ импульс ТС выделяется блоком *ВИС* (выделитель импульсов сигнализации) и поступает на все элементы И. Так, если поступил сигнал ТС с объекта *2*, то вместе с импульсом с распределителя он образует на выходе элемента И импульс, который возбуждает выходной исполнительный элемент *ВИЭ*, включающий индикатор *2*. Одновременно приходящий сигнал ТС включает звонок *Зв*. Как указывалось, сигнализация на ПУ может быть выполнена по методу светлого или темного щита.

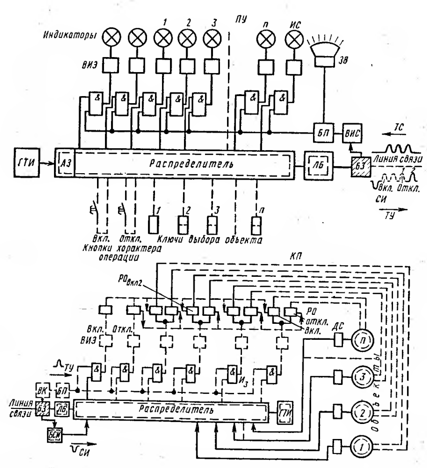


Рис. 12.2. Структурная схема системы телеуправления и телесигнализации с временным разделением сигналов

Проследим теперь прохождение команд при двухступенчатом выборе, а затем остановимся на работе отдельных блоков. Предположим, что необходимо включить объект *2*. Когда диспетчер переключает ключ выбора второго объекта в положение «Включить», возникает положение несоответствия, отчего загорается сигнальная лампочка объекта (индикатор *2* на ПУ). Команда, пройдя через линейный блок *ЛБ* и блок запирания *БЗ*, поступает в линию. На КП команда проходит через блоки запирания, выделения команд *ВК*, памяти *БП* и схемы совпадения И, включает выходной исполнительный элемент *ВИЭ*, который должен включить соответствующее реле объекта. Однако включения реле объекта *РО* не произойдет до тех пор, пока диспетчер не нажмет кнопку характера операции (в нашем примере «Вкл.»). Эта команда проходит тем же путем, что и команда выбора объекта, и включает *ВИЭ* характера операции «Вкл.», который дает разрешение реле объекта $РО_{вкл}$. Только после этого объект *2* включается и срабатывает датчик сигнализации *ДС*. После прихода сигнала о том, что объект включен, наступает состояние соответствия и сигнальная лампочка гаснет.

Импульсы команд и сигнализации могут иметь разную или одинаковую полярность (как показано на рис. 12.2). Однако в любом случае они должны быть сдвинуты во времени по отношению друг к другу. Это позволяет за один цикл передавать команду и получать сигнализацию с других объектов.

Передача сигналов ТУ — ТС в течение одного цикла по одной линии связи создает некоторые трудности с их распределением по блокам. Действительно, если сигналы ТУ и ТС являются импульсами одной и той же полярности, как на рис. 12.2, то импульс команды *2* * будет принят не только на КП, как было рассмотрено, но и элементом И на ПУ, создав преждевременную ложную сигнализацию о приеме команды на КП. С другой стороны, импульс сигнализации, передаваемый на КП, может быть принят не только на ПУ, но и элементом И своего КП, что вызовет переключение объекта. Во избежание таких неполадок в системе предусматриваются схемы развязки, или блоки запирания, которые при передаче пропускают сигнал только в нужном направлении, запирая или отключая все остальные блоки, не принимающие участия в данный момент в передаче этого сигнала.

В системе ТУ — ТС два канала отводятся для передачи команд «Вкл.» и «Откл.» (характер операции). Остальные каналы обычно предназначаются для выбора объекта и получения обратной известительной сигнализации. Однако в ряде систем часть каналов служит только для передачи сигнализации о состоянии объектов. На аналогичных принципах строятся комплексные системы ТУ — ТС — ТИ — ТР. Часть каналов в таких систе-

* Заметим, что после отрицательного синхронизирующего импульса должны следовать два импульса команд характера операции и лишь затем импульсы команд выбора объекта. На рис. 12.2 сплошными линиями обозначены только синхронизирующий импульс, который посылается каждый цикл, и посланный импульс команды *2*, остальные импульсы изображены пунктиром, так как они не могут быть посланы одновременно (случай циркулярного управления не рассматривался). В то же время импульсы сигнализации могут передаваться за один цикл в любом количестве.

мах выделяется для телеизмерения и телерегулирования. Один из вариантов комплексной системы телемеханики рассматривается в Приложении I.

Особенности систем для рассредоточенных объектов

Ранее были рассмотрены общие принципы, на основании которых возможно построение систем ТУ — ТС как для сосредоточенных, так и для рассредоточенных объектов. Однако при построении рассредоточенных систем имеются некоторые особенности, связанные с присоединением аппаратуры КП к линии связи.

Если линия связи радиальная и состоит из нескольких независимых линий, то принципиальных трудностей не возникает. Могут быть лишь разные решения при построении систем. Одно из них может быть таким: пункт управления системы рассчитан на наибольшее число каналов, равное числу объектов самого крупного КП, и состоит из двух распределителей, блоков сигнализации (элемент И, исполнительное устройство и индикаторная лампа), число которых равно числу КП, и общих командных ключей.

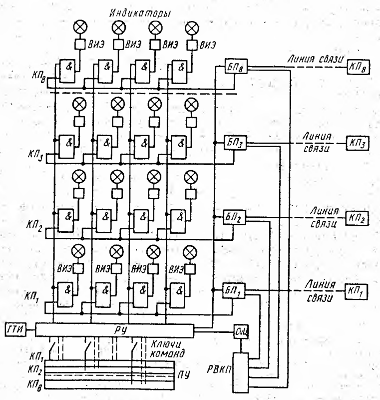


Рис. 12.3. Структурная схема системы ТУ — ТС с временным разделением сигналов для рассредоточенных объектов

Структурная схема подобной системы представлена на рис. 12.3 и выполнена применительно к радиальной структуре линии связи. Присоединение аппаратуры КП к распределителю управления объектами *РУ* и получение с них сигнализации осуществляются поочередно и автоматически с помощью циклического опроса. Для этого используются еще один распределитель выбора КП — *РВКП* и устройства блоков подключения *БП*, подключающие *КП* к *РУ*. Контролируемый пункт подключается к *РУ* в течение времени, равного нескольким циклам работы *РУ*, чтобы диспетчер успел произвести необходимые операции с объектами и получить с них сигнализацию об изменениях состояния объектов. После заданного числа циклов счетчик циклов *СчЦ* срабатывает и переключает *РВКП* на следующий элемент (число элементов в *РВКП* равно числу *КП*), вследствие чего включается очередной блок *БП* и подсоединяет соответствующий *КП* и *РУ*. Предыдущий блок *БП* при этом отключается. Так как в данный момент времени может быть включен только один элемент распределителя *РВКП*, то это обеспечивает очередность и единственность подключения *КП* и *РУ* (два *КП* присоединены быть не могут). Циклический опрос действует непрерывно для получения сигнализации с объектов, даже если не производится никаких операций управления.

§ 12.3. Синфазирование и синхронизация систем телемеханики с временны́м разделением сигналов

При рассмотрении работы схемы рис. 12.2 указывалось, что безошибочная передача команд возможна при совпадении на элементах И контролируемого пункта импульсов команд с распределителя на ПУ с импульсами команд, поступающих с распределителя на КП. На рис. 12.4, *а* показана передача команды *3* с ПУ. Если распределители работают согласованно, то в те же моменты времени будут сниматься импульсы с распределителя и на КП (рис. 12.4, *б*) и схема $И_3$ на КП (см. рис. 12.2) пропустит сигнал на включение объекта. Если окажется, что генератор, переключающий распределитель на КП, работает с несколько большей частотой, чем генератор на ПУ (режим опережения), то совпадения импульсов, а значит, и выполнения команды может и не произойти (рис. 12.4, *в*).

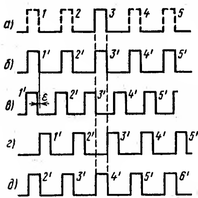


Рис. 12.4. Рассогласование импульсов, поступающих с ПУ, с импульсами на КП

Нарушение положения совпадения возможно также, если частота генератора на КП меньше частоты генератора на ПУ (режим отставания) (рис. 12.4, *г*).

Таким образом, для правильности передачи команды в первую очередь необходимо, чтобы импульсы, поступающие с генераторов на распределители для их переключения (на КП и ПУ), совпадали, т. е. были в фазе. Для этого требуется

синфазирование импульсов. Однако даже при синфазировании по импульсам команда может быть передана ошибочно, если она неправильно ориентирована во времени, т. е. с импульсом *3*, пришедшим с ПУ, совпадает, например, импульс *4'* с распределителя на КП (рис. 12.4, *д*). Такая ошибка происходит, если неправильно ориентированы циклы, т. е. если отсутствует синфазирование по циклу.

В телемеханике укоренились термины «синхронизация» и «синфазирование». В дальнейшем под синхронизацией будем понимать синфазирование по циклу, а под синфазированием — синфазирование по импульсам.

Итак, для бесперебойного прохождения команды необходимо в первую очередь равенство частот генераторов, переключающих распределители на ПУ и КП. Это достигается синфазированием. Для обеспечения совпадения циклов или кодовых комбинаций нужна согласованная работа распределителей, что достигается синхронизацией.

Несколько обобщая, можно считать, что распределители синхронизируются, а генераторы синфазируются, хотя нередко оба эти термина применяют как для распределителей, так и для генераторов *.

Синфазирование

Вследствие того что генераторы на ПУ и КП не могут генерировать с идеальной точностью одну и ту же частоту, между ними всегда будет какое-то, пусть самое незначительное расхождение, которое можно выразить в процентах к длительности генерируемого импульса (рис. 12.4, *в*). Считается, что значение $\varepsilon=40\ \%$ является пределом возможной устойчивой работы двух распределителей. Если положить нестабильность генераторов равной 0,001 %, то при скорости передачи 50 Бод расхождение импульсов превысит значение 40 % через 6 мин 40 с. Спустя это время система выйдет из строя, так как совпадения импульсов не будет. При скорости передачи 1200 Бод синфазность системы нарушится через 17 с.

Расчет совместной стабильной работы генераторов можно произвести по формуле

$$t_\varepsilon=\varepsilon/(2KB),$$

где ε — часть импульса (в процентах), в пределах которого допускается расхождение по фазе; K — относительная нестабильность генераторов; B — скорость передачи (в Бодах).

Применение более высокостабильных генераторов увеличивает время синфазной работы, но не решает проблемы в целом, так как предотвратить расхождение частот генераторов в течение длительного времени, на который рассчитана система телемеханики, невозможно. Поэтому для обеспечения заданной синфазности система телемеханики должна содержать корректирующие устройства, поддерживающие расхождение генерируе-

* Это объясняется отсутствием установленной терминологии и сходством самих терминов, имеющих общий корень от греч. syn — вместе: синхронный (syn — вместе + chronos — время), синфазный (syn — вместе + phasis — фаза, периодическая ступень в развитии какого-либо явления).

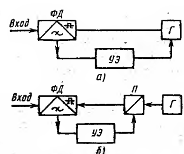


Рис. 12.5. Способы коррекции фазы генераторов с плавным (*а*) и дискретным (*б*) управлением

мых на ПУ и КП импульсов (фазу рассогласования) в определенных пределах. Работа корректирующего устройства будет различной в зависимости от того, на каком этапе генерации импульсов осуществляется коррекция.

Для получения большей стабильности частоты генераторы обычно выполняются как генераторы синусоидальных колебаний, из которых потом формируются импульсы нужной формы. Для удобства генерируемую частоту выбирают значительно выше частоты, требуемой для переключения распределителей. Перед подачей импульсов на распределители их частота уменьшается до необходимой с помощью импульсных делителей.

По способу коррекции фазы существуют устройства с непосредственным воздействием на частоту генератора (рис. 12.5). Общим элементом в них является фазовый дискриминатор *ФД*, в котором измеряется величина рассогласования фаз между импульсами местного генератора *Г* и принимаемыми импульсами. В соответствии с величиной рассогласования с выхода *ФД* снимается управляющее напряжение.

Управляющий элемент *УЭ* действует (на основании полученного управляющего напряжения с *ФД*) либо непосредственно на генератор, изменяя фазу его синусоидальных колебаний (рис. 12.5, *а*), либо на преобразователь *П*, где происходит подстройка фазы сформированных импульсов (рис. 12.5, *б*).

Устройства, в которых подстраивается фаза генерируемых синусоидальных колебаний, называют устройствами синфазирования по импульсам с плавным управлением, а иногда устройствами с автоматической подстройкой частоты и фазы или с «инерционной синхронизацией». Устройства, в которых подстраивается фаза формируемых импульсов, называют устройствами синфазирования по импульсам с дискретным управлением. Рассмотрим эти устройства.

Синфазирование по импульсам с дискретным управлением. На рис. 12.6, *а* показана принятая на КП последовательность импульсов, поступивших с ПУ, а на рис. 12.6, *б*, *в* — импульсы, снятые после формирователя на КП, но еще не поступившие на делитель частоты импульсов.

Принцип синфазирования заключается в следующем. Если частота

а) t
Опережение
б) t
Импульс изъят
Отставание
в) t
Импульс добавлен

Рис. 12.6. Синфазирование по импульсам:
а — импульсы с ПУ; *б* — вычитание импульса при опережении частоты генератора на КП; *в* — добавление импульса при отставании частоты

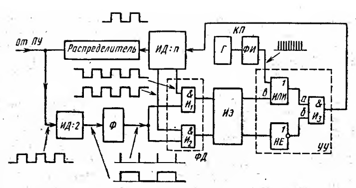


Рис. 12.7. Схема синфазирования по импульсам с дискретным управлением

импульсов на КП опережает частоту импульсов, генерируемых на ПУ, то из серии импульсов, приходящих на делитель КП, вычитается один импульс (рис. 12.6, *б*). Если же частота импульсов на КП отстает, то к ней добавляется один импульс (рис. 12.6, *в*, где дополнительный импульс обозначен пунктиром). Это вычитание и добавление импульсов может производиться многократно, пока частота импульсов на ПУ и КП (после делителя) не совпадут.

Схема синфазирования по импульсам с дискретным управлением представлена на рис. 12.7. Поступающие с ПУ на КП импульсы делятся в импульсном делителе *ИД*:2, преобразуются в короткие импульсы в формирователе *Ф* и подаются на элементы $И_1$, $И_2$ фазового дискриминатора *ФД* (рис. 12.8, *а* — *в*). Синусоидальное напряжение с установленного на КП генератора формируется в импульсы в формирователе *ФИ*, которые затем через элементы устройства управления *УУ* подаются в импульсный делитель *ИД*:*n* и с него на распределитель *.

Подстройка частоты осуществляется, как показано на рис. 12.8. Из рис. 12.7 следует, что импульсы с импульсного делителя *ИД*:*n* поступают как на распределитель, так и в виде двух последовательностей в противофазе на элементы $И_1$, $И_2$ схемы фазового дискриминатора *ФД* (рис. 12.8, *г*, *д*). На вторые входы тех же элементов подаются короткие импульсы с формирователя *Ф* (см. рис. 12.7), образованные из сигналов, принимаемых с ПУ. Если генераторы работают синфазно, то короткие импульсы с формирователя *Ф* совпадают во времени с фронтами сигналов, поступающих с *ИД*:*n* на элементы $И_1$ и $И_2$. Действительно, из рис. 12.8, *в* — *д* следует, что короткие импульсы возникают до того, как импульсы с *ИД*:*n* достигнут амплитудного значения. Это означает, что на элементы $И_1$, $И_2$ короткие импульсы и импульсы с *ИД*:*n* поступают не одновременно, вследствие чего с выходов элементов $И_1$, $И_2$ будут сняты логические 0. Эти сигналы через интегрирующий элемент *ИЭ* (о назначении которого будет сказано позже) подаются на устройство управления *УУ*. Сигнал

* Синфазирование, подобное рассматриваемому, впервые было применено для дискретных систем связи, например систем передачи данных. В этом случае информация с ПУ должна поступать непрерывно, примерно так, как показано на рис. 12.6, *а*.

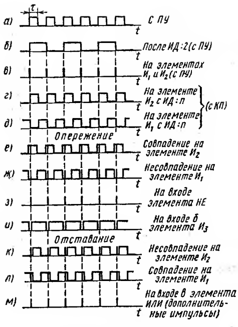


Рис. 12.8. Иллюстрация процесса синфазирования по импульсам

с выхода элемента $И_2$ инвертируется в элементе *НЕ* перед подачей на элемент $И_3$, вследствие чего на вход *б* элемента $И_3$ будет подаваться логическая 1 и этот элемент пропустит все импульсы, поступающие с формирователя *ФИ* через элемент *ИЛИ* на делитель *ИД*:*n* (на входе *в* элемента *ИЛИ* в этом случае всегда нулевой потенциал).

Если фаза генератора на КП опережает фазу генератора на ПУ (это происходит, когда частота генератора увеличивается и генерируемые им импульсы возникают несколько раньше, как показано на рис. 12.8, *е*), то короткие импульсы, сформированные из сигналов ПУ с помощью делителя *ИД*:2 и формирователя *Ф*, совпадают с положительными импульсами, поступающими с *ИД*:*n* на элемент $И_2$, на входе которого в моменты совпадения появляется сигнал 1. Этот сигнал, будучи инвертирован в 0 в элементе *НЕ*, на некоторое время запрещает с помощью элемента $И_3$ прохождение импульсов с *ФИ* на *ИД*:*n*. Это приводит к тому, что очередной импульс с *ФИ* не поступает на *ИД*:*n*, что как бы смещает фазу генератора *Г* в сторону отставания.

Если частота генератора на КП становится ниже частоты генератора на ПУ (рис. 12.8, *к*), то совпадение положительных импульсов произойдет на элементе $И_1$ (рис. 12.8, *л*) и импульс с этого элемента поступит на элемент *ИЛИ* устройства *УУ*. Это означает, что на делитель *ИД*:*n* поступает дополнительный импульс (рис. 12.8, *м*). Каждый дополнительный импульс, подаваемый на делитель *ИД*:*n*, как бы увеличивает частоту генератора *Г*

Практически приходящие с ПУ импульсы имеют искаженные фронты, и их длительность оказывается либо больше τ (рис. 12.8, *а*), либо меньше. На рис. 12.9, *а* — *д*, который повторяет рис. 12.8, *а* — *д*, но в измененном виде, показано, что импульсы *1* и *2* с ПУ искажены в сторону отставания, а импульсы *3* и *4*— в сторону опережения (рис. 12.9, *а*). Это приводит к тому, что даже при синхронной работе генераторов часть импульсов находится в фазе опережения (рис. 12.9, *г*), а часть — в фазе отставания (рис. 12.9, *д*). Это вызывает срабатывание фазового дискриминатора и добавление импульсов, идущих с генератора, или их вычитание. Иными словами, будет нарушаться синхронная работа генераторов. Поскольку краевые искажения импульсов носят случайный характер и равновероятно смещение границ как в сторону отставания, так и в сторону опережения,

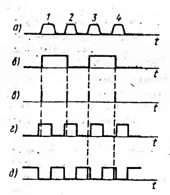


Рис. 12.9. Иллюстрация процесса синфазирования при искажении фронтов импульсов

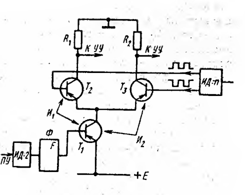


Рис. 12.10. Упрощенная схема фазового дискриминатора

уменьшение влияния краевых искажений достигается включением интегрирующего элемента *ИЭ* (см. рис. 12.7). Этот элемент суммирует поступающие на него импульсы и выдает импульсы на элемент *НЕ* устройства управления *УУ* только тогда, когда число импульсов, пришедших на вход, считающий опережение, превысит число импульсов, поступивших на другой вход, считающий отставание, на определенное заданное число (и на элемент *ИЛИ* устройства управления в противном случае).

В качестве *ИЭ* можно использовать регистр с двумя входами. Первый вход переключает, например, регистр с первого по пятый элемент (счет импульсов опережения), а второй — с пятого по первый (счет импульсов отставания). Если на первый вход приходит подряд пять импульсов, то регистр срабатывает и на устройство *УУ* приходит импульс. Если кроме пяти импульсов, поступающих на первый вход, в промежутках между ними будут поступать импульсы и на второй вход, то регистр переключится назад и на устройство *УУ* ничего не поступит.

На рис. 12.10 показана одна из возможных схем фазового дискриминатора на трех транзисторах. Транзисторы T_1 и T_2 образуют элемент $И_1$, а транзисторы T_1 и T_3 — элемент $И_2$. Остальные обозначения те же, что и на рис. 12.7. Короткие импульсы (см. рис. 12.8, *в*) поступают на транзистор T_1. При опережении частоты генератора на КП они совпадают с импульсами с *ИД*:*n* (см. рис. 12.8, *е*). Это значит, что транзисторы T_1 и T_2 открываются одновременно и протекающий через них ток создает падение напряжения на резисторе R_1, которое снимается на *УУ*. Аналогично работает и схема $И_2$.

В качестве делителей обычно используют триггеры: для делителя на два требуется один триггер, для делителя на четыре — два, для делителя на восемь — три и т. д.

Синфазирование по импульсам с плавным управлением. Структурная схема такого синфазирования рассматривалась раньше (см. рис. 12.5, *а*). Устройством управления в данном случае является интегрирующее звено, после которого усредненное значение управляющих импульсов, поступивших на интегрирующее звено с фазового дискриминатора, воздействует

на генератор, при этом фаза и частота его комбинаций изменяются. В результате указанного воздействия рассогласование по фазе между генераторами на КП и ПУ уменьшается до минимального значения, обеспечиваемого системой регулирования. В подобных схемах нередко применяются генераторы прямоугольных импульсов типа мультивибраторов.

Недостатками синфазирования по импульсам с плавным управлением являются:

1) снижение стабильности генератора примерно на порядок вследствие воздействия на один из его параметров;

2) невозможность обеспечения малого времени вхождения в фазу.

Синхронизация

Далее будут рассмотрены методы синхронизации распределителей, являющихся основными и наиболее ответственными узлами системы телемеханики с временны́м разделением сигналов. Заметим, что синхронизация распределителей не исключает синфазирования по импульсам генераторов. Однако во многих серийных системах телемеханики вследствие больших длительностей импульсов предусматривается только синхронизация распределителей.

Циклическая синхронизация (рис. 12.11, *а*). Питание распределителей на ПУ и КП осуществляется от генераторов *Г*, частота генерации которых должна быть одинаковой. Так как практически невозможно сделать два генератора, которые генерировали бы строго одинаковую частоту, то через некоторое время после включения импульсы распределителей на ПУ и КП не будут совпадать. Во избежание этого в начале каждого цикла с одного распределителя (ведущего), обычно замкнутого в кольцо и непрерывно (циклически) работающего, посылается синхронизирующий сигнал (СС) на другой распределитель (ведомый), как правило, не замкнутый в кольцо. Ведомый распределитель запускается в начале цикла и останавливается

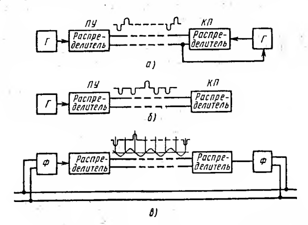


Рис. 12.11. Способы синхронизации распределителей:
а — циклический или стартстопный; *б* — шаговый; *в* — жесткоциклический

в его конце. В следующем цикле он вновь запускается СС, и так каждый цикл. Синхронизация распределителей в каждом цикле делает надежной их работу и является основным преимуществом циклической синхронизации. Однако в этом случае стабильность частоты генераторов должна быть такой, чтобы рассогласование их частот не привело к несовпадению импульсов в пределах одного цикла. Вероятность рассогласования возрастает с увеличением числа элементов распределителя. Во избежание рассогласования частот генераторов целесообразно использовать дополнительное синфазирование по импульсам. На рис. 12.11,*а* такое синфазирование на КП условно показано стрелкой.

Наличие синхронизирующего импульса повышает вероятность возникновения ложной команды, так как возможно появление ложного синхронизирующего импульса, приводящего к нарушению синхронной и синфазной работы распределителей, и команда, посланная, например, для включения одного объекта, включает другой объект. С помехой, создающей ложный синхронизирующий импульс, можно бороться путем запирания канала синхронизации на время между посылками синхронизирующих импульсов. Предотвращение подавления синхронизирующего импульса достигается посылкой этих импульсов более помехоустойчивым способом, т. е. образованием более сложного синхронизирующего сигнала.

Пошаговая или шаговая синхронизация (рис. 12.11,*б*). Один из распределителей (ведущий) переключается генератором, другой (ведомый) — ведущим распределителем с помощью специально посылаемых импульсов, которые называют импульсами движения или тактовыми импульсами (на рисунке они показаны в виде импульсов отрицательной полярности). Иногда импульсы движения посылаются тем же генератором, который переключает ведущий распределитель. Системы телемеханики с шаговой синхронизацией могут быть спорадическими или непрерывно действующими (циклическими). Такой способ синхронизации применяется, если отсутствует единая промышленная сеть переменного тока, с помощью которой можно легко осуществить синхронную работу распределителей, и нельзя использовать другие методы синхронизации.

Жесткоциклическая синхронизация (рис. 12.11,*в*). Этот способ синхронизации отличается от циклической тем, что переключение распределителей на ПУ и КП осуществляется от единой сети переменного тока через формирователи *Ф*, преобразующие синусоидальное напряжение в импульсы. Таким образом, вместо двух генераторов имеется один общий — сеть переменного тока. Циклическая синхронизация, устанавливающая распределители в начале каждого цикла в исходное положение, позволяет осуществить их переключение от каждой полуволны переменного тока. Это увеличивает длительность передаваемых импульсов практически до 8 мс и не ограничивает емкости системы.

§ 12.4. Принципы построения частотных систем ТУ — ТС

Системы ТУ. Такие системы были описаны при рассмотрении частотного разделения сигналов (см. рис. 11.2). В частотных системах обычно используется телефонный канал, полоса частот которого (300—3400 Гц) делится

на ряд диапазонов. Резонансные частоты этих диапазонов служат для передачи сообщений.

Согласно ГОСТ 26.013—81, номинальные значения частот синусоидальных колебаний, заполняющих импульс и используемых в качестве параметра при передаче информации, следует выбирать из рядов:

первый: 300; 315; 335; 355; 375; 400; 425; 450; 500; 530; 560; 600; 630; 670; 710; 750; 800; 850; 900; 950; 1000; 1060; 1120; 1250; 1320; 1400; 1500; 1600; 1700; 1800; 1900; 2000; 2120; 2240; 2360; 2500; 2650; 2800; 3000; 3150 и 3350 Гц;

второй: 300; 320; 340; 360; 385; 405; 435; 460; 490; 520; 555; 590; 625; 665; 705; 750; 795; 850; 900; 960; 1020; 1085; 1150; 1225; 1300; 1385; 1470; 1565; 1660; 1765; 1880; 2000; 2120; 2255; 2400; 2550; 2710; 2880; 3020; 3240 Гц.

При этом предел допустимого отклонения частоты колебания от номинального значения не должен превышать ± 1 %.

Хотя согласно примечанию в этом ГОСТе второй ряд в новых разработках не рекомендуется применять, первый ряд деления частот обладает существенным недостатком, заключающимся в том, что 2-е гармоники некоторых нижних частот ряда совпадают с более высокими частотами этого ряда. Так, например, 2-я гармоника первой частоты ряда 300 Гц, составляющая 600 Гц, может быть принята фильтром, настроенным на частоту 600 Гц (12-я частота ряда), и вызвать ложное срабатывание.

Фильтр настраивают на резонансную частоту $f_р$ каждого из диапазонов первого или второго ряда. Амплитудно-частотные характеристики таких фильтров для некоторых частот первого ряда приведены на рис. 12.12. Полоса пропускания (прозрачности) фильтра $\Delta F_ф$, отсчитываемая на уровне 0,7 амплитуды характеристики, должна быть меньше полосы отведенного диапазона во избежание взаимного влияния канала на канал. Это значит, что между полосами частот фильтров должен быть защитный интервал $\Delta F_{защ}$.

Из рис. 12.12 следует, что с увеличением резонансных частот полосы пропускания фильтров расширяются. Это соответствует уравнению (10.3). Действительно, при той же добротности данного класса фильтров с увеличением $f_р$ возрастает и $\Delta F_ф$. Кроме того, расширение $\Delta F_ф$ необходимо также для компенсации колебания частоты, обусловленного нестабильностью генератора. Так, нестабильность генератора ± 1 % в диапазоне $f_р = 300$ Гц

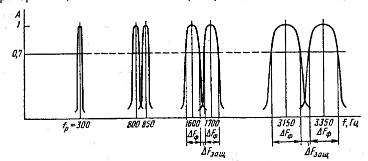


Рис. 12.12. Амплитудно-частотные характеристики фильтров

соответствует частотам ± 3 Гц, т. е. равна 6 Гц при отведенной полосе для передачи сообщения 15 Гц (300, 315 Гц). Та же нестабильность в диапазоне 3350 Гц соответствует частоте $+33,5$ Гц, т. е. занимает полосу частот 67 Гц, которые не должны выходить за предел полосы пропускания фильтра, в данном случае несколько меньшую 200 Гц (3150, 3350 Гц). Заметим, что частоты в подтональном диапазоне (ниже 300 Гц) и в надтональном диапазоне (выше 3400 Гц) ГОСТ не нормирует.

Системы телеуправления типа представленной на рис. 11.2,*г* иногда называют системами с частотным разделением сигналов и прямым избиранием. Эти системы просты, и их обычно используют при управлении, когда сигнализация о выполнении команды может быть получена либо визуально (например, при управлении кранами), либо косвенным путем, по показаниям телеизмерений (при управлении нефтескважинами). Чтобы включить объект, нужно, например, нажать ключ K_1 и послать частоту f_1, а для отключения того же объекта требуется послать частоту f_2. Это удваивает число частот и элементов аппаратуры для передачи одной команды.

Системы ТУ — ТС. Для получения обратной сигнализации о выполнении команды или об изменении состояния объекта необходимо наличие двух систем, представленных на рис. 11.2,*г*: одна — для передачи ТУ и точно такая же — для передачи ТС. Это увеличивает число частот и элементов аппаратуры. Если применять одночастотный код для управления, например, десятью объектами, то генераторы ТУ должны быть настроены на частоты f_1—f_{10}, а генераторы ТС — на частоты f_{11}—f_{20}. Для экономии полосы частот целесообразно использовать: 1) узкополосные избиратели; 2) сложное кодирование передаваемого сигнала; 3) несущие частоты (при передаче на высоких частотах).

Сложное кодирование не только экономит полосу частот, но и повышает помехоустойчивость передачи. Устройства со сложным кодированием иногда называют системами с частотным разделением и кодовым, или комбинационным, избиранием, т. е. разделение сигналов — частотное, а выбор объекта — кодовый. Как правило, применяют двухчастотные коды: с параллельной или (чаще) с последовательной посылкой частот. Структурная схема частотной системы ТУ — ТС приведена на рис. 12.13. В системе применен двухчастотный код с последовательной посылкой частот. Сигнал, посылаемый на КП, формируется с помощью шифратора команд. На схеме изображены также генераторы и фильтры несущих частот (аппаратура, связанная с несущей, обозначена на рис. 12.13 пунктиром). Передача несущей целесообразна при выделении полосы линии связи на высоких частотах.

Рассмотрим работу системы, когда передача происходит на низких частотах и можно обойтись без несущих. Замыкая один из 12 ключей (K_1—K_{12}), посылаем на КП сигнал, состоящий из последовательно следующих друг за другом двух частот. Этот сигнал формируется в шифраторе и после усиления поступает в линию связи. После усиления на КП обе частоты проходят через соответствующие фильтры и направляются в дешифратор, после чего срабатывает одно из исполнительных устройств и включает объект. Датчик сигнализации объекта посылает импульс на шифратор, который из частот f_{13}—f_{24} образует двухчастотную кодовую

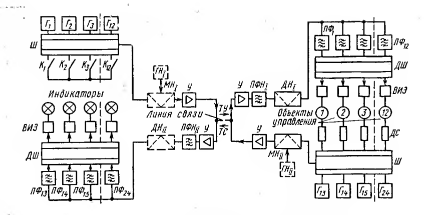


Рис. 12.13. Структурная схема частотной системы ТУ — ТС:
$Г_1 - Г_{24}$ — генераторы поднесущих частот; $ГН_I$, $ГН_{II}$ — генераторы несущих частот; $МН_I$, $МН_{II}$ — модуляторы несущих частот; $ДН_I$, $ДН_{II}$ — демодуляторы несущих частот; $ПФ_1 - ПФ_{24}$ — полосовые фильтры поднесущих частот; $ПФН_I$, $ПФН_{II}$ — полосовые фильтры несущих частот; *ВИЭ* — выходные исполнительные элементы; *ДС* — датчики сигнализации; *У* — усилители; *Ш* — шифратор; *ДШ* — дешифратор

посылку и направляет ее в линию связи. На ПУ частоты выделяются двумя фильтрами и поступают на дешифратор сигнализации, который формирует сигнал, включающий через *ВИЭ* индикатор, сигнализирующий о выполнении команды.

Рассмотрим теперь передачу на несущей частоте. Использование поднесущих частот для передачи на несущей экономит полосу частот, однако аппаратура при этом несколько усложняется. Поясним целесообразность использования несущей на примере. В устройстве радиоуправления кранами с помощью одноимпульсного частотного кода передается 18 команд. При этом на строительной площадке могут одновременно работать до 10 кранов. Для управления всеми кранами отведен коротковолновый диапазон частот 34,5—35 МГц. Даже если нестабильность обычного генератора (без кварца) равна $\pm 0{,}05$ %, что составляет $\pm 17{,}5$ кГц, то для передачи только одной команды нужно отвести полосу частот 30—40 кГц, а для передачи 18 команд — 500—600 кГц, чтобы при изменении частоты генераторов не произошло ошибочного приема. Таким образом, деление выделенного диапазона частот на число команд и передача их непосредственно на высокой частоте (каждая из 18 команд передается на своей несущей) привели бы к тому, что на строительной площадке мог бы работать только один телеуправляемый кран — для других не хватило бы полосы частот.

Для лучшего использования отведенного высокочастотного диапазона частот при передаче команд был применен метод передачи на поднесущих, расположенных в низкочастотном диапазоне. Все 18 команд заняли диапазон от 140 до 1000 Гц (команда № 1 передавалась на частоте 140 Гц, команда № 2 — на частоте 190 Гц и т. д.). Каждая из этих низких частот называлась поднесущей. Эти поднесущие модулировали по частоте несущую. Было 10 несущих (34,55; 34,6 МГц и т. д.), что позволяло одновременно работать 10 устройствам радиоуправления, каждое из кото-

рых осуществляло передачу на «своей» несущей. Однако в каждом из устройств применялись одни и те же поднесущие.

В находившемся на кране приемнике фильтр пропускал только «свою» несущую, которая поступала на частотный дискриминатор. Выделенные поднесущие частоты, соответствующие той или иной команде, после усиления подавались параллельно на все частотные избиратели, которые включали реле команд.

Таким образом, использование поднесущих позволило в полосе частот 34,5—35 МГц передать 180 команд (10 устройств радиотелеуправления, 18 команд в каждом), тогда как без них можно было бы передать только 18 команд.

§ 12.5. Принципы построения частотно-временных систем ТУ — ТС

Сравнение областей применения временных и частотных систем ТУ — ТС

Для того чтобы определить области применения каждой из этих систем, рассмотрим их преимущества и недостатки.

Преимущества временных систем: 1) возможность передачи большого числа сообщений в узкой полосе частот; 2) возможность использования одних и тех же элементов распределителя для передачи и приема сообщений, что приводит к упрощению аппаратуры; 3) однотипность аппаратуры и простота ее наладки; 4) простота реализации сигнализации; 5) возможность передачи сигналов большой пиковой мощности, особенно в случае передачи по выделенной (физической) линии связи и по радио; 6) отсутствие взаимного влияния канала на канал, так как в данный момент времени передается один сигнал, вследствие чего нелинейные искажения в аппаратуре всего тракта передачи сигнала мало влияют на возникновение перекрестных помех (см. гл. 13).

Указанные преимущества временных систем ТУ — ТС в негативном изложении являются недостатками частотных систем. Например, в частотных системах такая основная аппаратура, как генераторы и фильтры, громоздка, имеет высокую стоимость и требует специальной настройки на разные частоты и периодической калибровки каждого канала. Вывод о том, что частотные системы требуют большой полосы частот, основан на практической реализации частотных систем с LC-фильтрами. Применение электромеханических частотных избирателей вместо электрических фильтров в несколько раз сузило бы полосу частот. Однако некоторые недостатки электромеханических избирателей пока исключают их широкое внедрение. Поэтому использование LC-фильтров приводит к необходимости отводить значительный частотный диапазон. Чрезмерная экономия полосы частот может привести к искажению сигнала и взаимному влиянию канала на канал. Кроме того, при параллельной (одновременной) передаче требуется малый уровень частотных сигналов в каждом канале для того, чтобы общий уровень сигналов во всех каналах не превышал допустимого во избежание влияния канала на канал из-за возможного появления нелинейных искажений.

Преимущества частотных систем: 1) большая надежность, так как каналы системы являются независимыми и повреждение любого из них не влечет за собой выхода из строя всей системы; 2) большая простота системы при выполнении ее на малое число объектов из-за отсутствия узлов синхронизации; 3) высокая помехоустойчивость при условии возможности посылки радиоимпульсов большой длительности. В негативном изложении эти преимущества являются недостатками временны́х систем.

Однако системы телемеханики выполняются сейчас для большого числа объектов и работают с большой скоростью с короткими циклами, что не позволяет посылать импульсы большой длительности. Поэтому преимущества частотных систем в п. 2 и 3 несущественны. Наибольшим недостатком временны́х систем является нарушение синхронизации, приводящее к выходу всей системы. Однако при современных методах синхронизации и синфазирования такое нарушение маловероятно. Это подтверждает многолетний опыт эксплуатации систем телемеханики с временны́м разделением сигналов.

Учитывая изложенное, а также данные о помехоустойчивости частотных и временны́х систем ТУ — ТС, можно ориентировочно наметить области их применения. Временны́е системы всегда целесообразно применять для управления сосредоточенными объектами. Для рассредоточенных объектов их используют, если число объектов на КП больше 4—6. Частотные системы рекомендуются для управления рассредоточенными объектами при малом числе объектов на КП.

В то же время имеется ряд областей телемеханики, где поставленные задачи управления не могут быть решены с помощью только временны́х или частотных систем, например управление большим числом сосредоточенных объектов по занятой линии связи или при использовании в качестве линии связи сети электроснабжения. Для решения этих задач создают частотно-временны́е системы, объединяющие преимущества обеих систем.

Принцип построения частотно-временны́х систем

Как правило, в основу таких систем положены временны́е системы; частотный принцип используют как для обработки линий связи, так и для выбора контролируемых пунктов. Одно из решений построения частотно-временно́й системы показано на рис. 12.14. Временна́я часть системы аналогична системе, представленной на рис. 12.3. Распределитель команд *РК* рассчитан на максимальное число команд, которое предназначается для КП, обладающего наибольшим числом объектов. Распределитель циклического опроса *РЦО* переключается с частотой, в k раз меньшей, чем у *РК* (где k — число ячеек *РК*). Переключение *РЦО* осуществляется от последней ячейки *РК* (для переключения *РЦО* может быть использован счетчик циклов *СчЦ*, как и в схеме рис. 12.3). Распределитель циклического опроса поочередно подключает генераторы поднесущих частот для выбора КП и одновременно через блок подключения *БПШС* — соответствующую шину сигнализации. Первая несущая предназначается для передачи команд, синхронизирующего импульса и импульсов движения при шаговой синхронизации распределителей, вторая несущая — для обратной сигнализации. Каждый КП подключается к ПУ распределителем *РЦО* на определенный

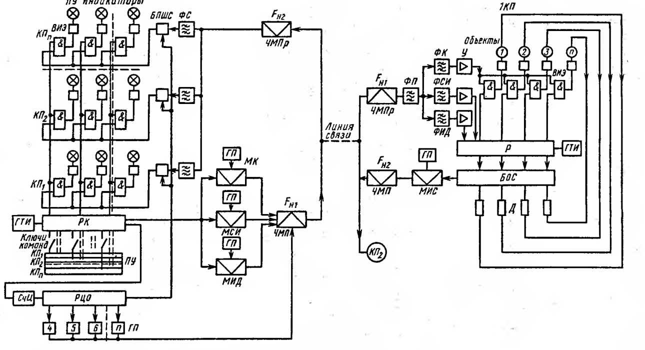


Рис. 12.14. Структурная схема частотно-временной системы ТУ — ТС:

Р и *РК* — распределители; *РЦО* — распределитель циклического опроса; *БПШС* — блок переключения шин сигнализации; *ГП* — генератор поднесущих; *ВИЭ* — выходные исполнительные элементы; $F_{н1}$, $F_{н2}$ — несущие частоты; *ЧМП* — передатчик частотно-модулированных колебаний; *ЧМПр* — приемник частотно-модулированных сигналов; *СЦ* — счетчик циклов; *БОС* — блок образования сигнализации; *Д* — датчики сигнализации; *МСИ* — модулятор синхронизирующего импульса; *ФК* — фильтр команд; *ФСИ* — фильтр синхронизирующего импульса; *ФИД* — фильтр импульсов движения; *ФП* — фильтр поднесущих; *МИД* — модулятор импульсов движения; *МК* — модулятор команд; *МИС* — модулятор импульсов сигнализации; *ГТИ* — генератор тактовых импульсов; *ФС* — фильтр сигналов сигнализации; *У* — усилитель

промежуток времени, в течение которого с КП поступает сигнализация о состоянии объектов и диспетчер может производить необходимые операции управления. Хотя распределители *РК* и *РЦО*, а также блоки для частотной обработки общие на ПУ, для каждого КП имеется своя шина сигнализации, а также ключи команд, которые являются одновременно и ключами квитирования.

§ 12.6. Схемы телесигнализации и телеуправления

Схемы телесигнализации с любым разделением сигналов могут быть выполнены как на контактных, так и на бесконтактных элементах. В промышленной телемеханике сигнализация о переключении объектов происходит не настолько часто, чтобы можно было ставить под сомнение долговечность электромагнитных реле, т. е. их применение вполне оправдано.

Ниже будут рассмотрены некоторые типовые схемы, которые были разработаны на основе многолетнего опыта эксплуатации большого числа систем телемеханики.

Рассмотрим сначала контактные схемы, наглядно показывающие процедуру телесигнализации. На рис. 12.15, *а*, *б* показано осуществление телесигнализации по методу «светлого щита» для одного объекта. Здесь контакты *СР* принадлежат сигнальному реле, которое расположено на ПУ и включается от сигналов, поступающих с КП, при изменении состояния объекта. Реле пульсирующего освещения *ПО* через свой контакт подключает лампу с мигающим светом при изменении состояния объекта. Общее реле несоответствия *РНС* контролирует исправность индивидуальных ламп щита и включает реле *ПО*. Контакты *СК* принадлежат индивидуальному реле квитирования, число которых равно числу объектов. Реле *СК*, так же как и кнопка квитирования *ККВ*, расположены на пульте и на схеме не показаны.

Для двухламповой сигнализации предусмотрены зеленая и красная лампы (рис. 12.15, *а*). Во включенном состоянии контакты реле объекта

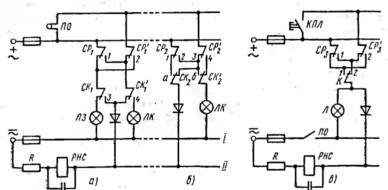


Рис. 12.15. Схема воспроизведения телесигнализации на диспетчерском щите: по методу «светлого щита» при двухламповой сигнализации (*а*); при одноламповой сигнализации (*б*); по методу «темного щита» при использовании электромагнитных реле (*в*)

CP_1 и CP'_1 находятся в положении, как на рисунке, и, аналогично, контакты реле квитирования сигнализации CK_1 и CK'_1, которые включаются диспетчером. Ток, проходя от плюса к минусу (схема работает и на переменном токе), включает зеленую лампу *ЛЗ*, которая постоянно горит во включенном состоянии объекта. Когда объект отключится, контакты CP_1 и CP'_1 переключатся в положения *1* и *2* соответственно.

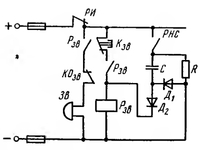


Рис. 12.16. Схема включения звонка

Ток, проходя от плюса через контакт CP_1 и диод, включает реле несоответствия *РНС*, которое, в свою очередь, включает реле пульсирующего освещения *ПО* и реле звонка $P_{зв}$ на рис. 12.16, включающего звонок *Зв*. Реле *ПО* (см. рис. 12.15) замыкает свой контакт и подает напряжение от пульсатора, вследствие чего зеленая лампа через контакт CP'_1, находящийся в положении *2*, будет включена на пульсирующее напряжение и начнет мигать (кружком условно показано, что контакт *ПО* будет замыкаться и размыкаться). Сначала диспетчер нажатием кнопки $K_{зв}$ выключает звонок (рис. 12.16), а затем производит квитирование кнопкой CK_1, контакты которой переключаются в положения *3* и *4* соответственно, вследствие чего ровным светом загорается красная лампа *ЛК* и одновременно отключается реле *РНС*. Если объект вновь включится, то переключатся контакты CP_1 и CP'_1, включится реле *РНС* и начнет мигать красная лампа. После квитирования схема возвращается в положение, указанное на рис. 12.15, *а*, при котором ровным светом горит зеленая лампа. Заметим, что для нетелеуправляемых объектов, как в данном случае, применяется общее квитирование сигналов, т. е. одной кнопкой.

При телеуправлении объекта схема сигнализации аналогична схеме рис. 12.15, *а* с той лишь разницей, что вместо контактов квитирующих реле *СК* включены контакты ключей управления. При этом производится индивидуальное квитирование для каждого объекта. Телеуправление осуществляется арретирными ключами с пульта диспетчера, о которых будет сказано в гл. 14.

При одноламповой сигнализации по методу «светлого щита», когда объект включен, лампа не горит (см. рис. 12.15, *б*). Когда, например, объект № 2 отключится и контакты реле сигнализации CP_2 и CP'_2 займут положения *2* и *4* соответственно, включится реле *РНС* и включит реле *ПО*, отчего лампа начнет гореть красным мигающим светом (положение несоответствия). После квитирования контакты реле CK_2 и CK'_2 займут положения *а* и *б* и отключенное положение объекта будет сигнализироваться горением лампы ровным красным светом. Эта схема менее надежна, чем схема при двухламповой сигнализации, так как при перегорании лампы диспетчер может решить, что объект включен. Диоды $Д_1$ и $Д_2$ предусмотрены для предотвращения образования ложных цепей, нарушающих работу схемы. Для того чтобы проследить образование таких цепей, следует начертить схему для сигнализации еще одного объекта, аналогичную схеме рис. 12.15, *а*, например с лампами $ЛЗ_2$, $ЛК_2$ и с контактами CP_4, CP'_4,

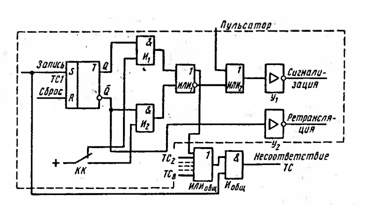


Рис. 12.17. Функциональная схема воспроизведения телесигнализации по методу «темного щита»

CK_4, CK'_4. Тогда при отсутствии диодов в случае переключения контактов объекта CP_4 и CP'_4 шины *I* и *II* будут замкнуты.

Сигнализация по методу «темного щита» представлена на рис. 12.15, *в*. В положении ключа *К* и контактов CP_3 и CP'_3, показанном на рисунке, лампа не горит и лишь положение ключа указывает диспетчеру на состояние объекта (включен или отключен). Если объект изменит свое состояние, то контакты реле объекта CP_3, CP'_3 переключатся в положения *1*, *2* соответственно и включат реле несоответствия *РНС*, которое включит реле пульсирующего освещения, и лампа начнет мигать. Диспетчер, переключая ключ, гасит лампу. Если необходимо проверить исправность лампы, нажимают кнопку проверки ламп *КПЛ*.

Звуковой сигнал должен привлекать внимание только в случаях происшедших переключений или ненормальных режимов на КП. Как следует из рис. 12.16, звонок *Зв* включается при замыкании контактов или реле *РНС* и отключается кнопкой $K_{зв}$. При этом должен быть замкнут ключ отключения звонка. Из рис. 12.16 следует, что сначала включается реле звонка $P_{зв}$, которое замыкает свои контакты (один из них для самоблокировки). Для того чтобы звонок не зазвенел после того как диспетчер перестанет нажимать на кнопку $K_{зв}$, которая вновь замкнет цепь звонка (контакты *РНС* могут быть замкнуты большее время, чем это нужно для привлечения внимания диспетчера), предусмотрен *RC*-контур; звонок будет звенеть, пока заряжается конденсатор *С*. Диод $Д_1$ предназначен для разрядки конденсатора после отключения реле *РНС*. Разрядка конденсатора до этого отключения, вызывающая повторное включение звонка, предотвращается, во-первых, падением напряжения на резисторе *R* (блокируется разрядка через диод $Д_1$) и, во-вторых, наличием диода $Д_2$ (блокируется разрядка по цепи — контакты реле *РНС*, $К_{зв}$ и $P_{зв}$).

На рис. 12.17 представлена б е с к о н т а к т н а я с х е м а воспроизведения состояния объекта по методу «темного, или мимического, щита» [29]. Эта схема для одного объекта (обведена пунктиром) является составной частью блока сигнализации восьми объектов.

Состояние объекта, зафиксированное на выходах триггера, сравни-

вается с положением квитирующего ключа *КК*. Как и в контактных схемах, сигнализация возникает, если положение ключа не соответствует состоянию объекта, т. е. сигналам на выходах триггера, на который записывается это состояние. Пусть состояние ключа такое, как на рисунке, а $Q=1, \overline{Q}=0$. Тогда на выходе элемента $И_1$ будет логическая 1, а на выходе элемента $И_2$ — логический 0. Это значит, что на прямом выходе элемента $ИЛИ_1$ возникнет 1 и соответственно на его инверсном выходе — 0. На один из входов элемента $ИЛИ_2$ поступает с пульсатора последовательность импульсов, а на другой его вход подается логический нуль с элемента $ИЛИ_1$. Следовательно, сигнал с выхода элемента $ИЛИ_2$ после усиления заставит мигать лампу. С прямого выхода элемента $ИЛИ_1$ сигнал поступает на общий для всего блока элемент $ИЛИ_{общ}$, а затем на элемент $И_{общ}$, на другой вход которого подается сигнализация о состоянии объекта. При записи новой информации на триггер на выходе элемента $И_{общ}$ образуется сигнал «Несоответствие ТС», по которому вырабатывается сигнал управления звуковой и световой сигнализации. Через блок $У_2$ сигнализация может быть передана в другую систему телемеханики.

На рис. 12.18 приведена бесконтактная схема воспроизведения состояния объекта по методу «светлого щита» с однолампповой сигнализацией [29]. В ней имеется вспомогательный триггер *17*, на который информация переписывается с основного триггера *1* через элементы *5* и *6* нажатием кнопки квитирования (вход «Квитирование»). Если состояния триггеров одинаковы, то, поскольку на элементы *2* и *3* поступают сигналы с противоположных выходов триггеров, на выходах этих элементов будут логические нули и с выхода элемента *4* поступит логическая единица на элементы *18* и *22*. Если, например, с выхода *Q* первого триггера снимается логическая 1, то с выхода элемента *18* также снимается единица, которая, пройдя через элемент *20*, поступит на усилитель *21*. В результате будет гореть ровным светом лампа, сигнализирующая о состоянии объекта (в нашем примере № 2). Если в состоянии триггеров обнаружено несоответ-

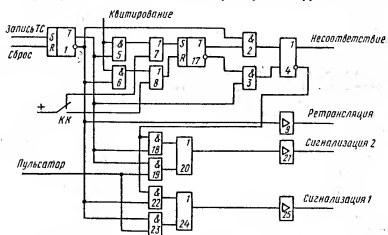


Рис. 12.18. Функциональная схема воспроизведения телесигнализации по методу «светлого щита»

ствие (например, на первом триггере $Q=0$, а $\overline{Q}=1$), то с выходов элементов *2*, *3* будут сняты 1, а с инверсного выхода элемента *4*—0, вследствие чего на выходах элементов *18*, *22* также образуются логические 0. Логическая 1 с инверсного выхода основного триггера вместе с последовательностью импульсов с пульсатора поступит на элемент *23*, образуя на его выходе сигналы, которые, пройдя через элемент *24*, будут усилены в усилителе *25* и вызовут мигание лампы, сигнализирующей об изменении состояния объекта (в нашем примере № 1). Одновременно образуется сигнал несоответствия ТС, так как на прямом выходе элемента *4* возникает логическая 1. После нажатия командно-квитирующего ключа *КК* мигающая лампа начинает гореть ровным светом, а сигнал несоответствия прекращается.

Контрольные вопросы

1. Начертите схему и дайте определение местного управления.
2. Начертите схему и дайте определение дистанционного управления.
3. Дайте определение телеуправления (ТУ).
4. В чем разница между двухпозиционным и многопозиционным телеуправлением?
5. Перечислите пять видов команд телеуправления и объясните их смысл.
6. Как осуществляется двухступенчатый процесс телеуправления и в чем его смысл?
7. Перечислите и объясните другие методы телеуправления.
8. Дайте определение телесигнализации и перечислите ее виды.
9. Расскажите о методах телесигнализации.
10. Проследите на рис. 12.2 пути прохождения команды № 3 («Отключить») и известительной телесигнализации.
11. Объясните работу схемы рис. 12.3. В чем различие схем рис. 12.2 и 12.3?
12. В чем смысл циклического опроса и как он осуществляется?
13. Зачем нужны синхронизация и синфазирование?
14. Какая величина расхождения в работе генераторов на ПУ и КП допустима для устойчивой работы распределителей?
15. Каковы способы коррекции фазы генераторов?
16. В чем заключается принцип синфазирования с дискретным управлением?
17. Объясните работу схемы рис. 12.7.
18. Расскажите о способах синхронизации распределителей.
19. Чем отличается циклическая синхронизация от шаговой?
20. Как происходит деление частот в диапазоне телефонного канала связи?
21. Объясните работу схемы рис. 12.13. В чем разница в осуществлении сигнализации в схемах рис. 12.2 и 12.13?
22. Объясните передачу сообщений на поднесущих и несущих частотах.
23. Перечислите преимущества и недостатки временных систем ТУ — ТС.
24. Перечислите преимущества и недостатки частотных систем ТУ — ТС.
25. Объясните работу схемы рис. 12.14.
26. Как строятся частотно-временные системы ТУ — ТС?
27. В каких случаях включаются лампы на рис. 12.15 и каким светом они горят?
28. Расскажите о сигнализации по методу «темного щита».
29. Какими сигналами включается звонок на рис. 12.16?
30. Объясните работу схемы рис. 12.17.
31. Укажите разницу в схемах рис. 12.17 и 12.18.

Глава 13. Телеизмерение

Из трех основных телемеханических функций (телеуправление, телесигнализация и телеизмерение) телеизмерение (ТИ) является наиболее сложным, что обусловлено требованием передачи информации с большой точностью. Разнообразие телеизмерений велико. Однако в последние годы наблюдается тенденция в сторону преимущественного применения кодоимпульсных ТИ, что выявляется при анализе современных систем телемеханики (см. гл. 15 и 16). Вследствие этого уменьшается использование систем ТИ, основанных на других принципах; так, перестали применять системы интенсивности. В то же время появились новые адаптивные телеизмерения.

§ 13.1. Основные понятия

Телеизмерение — получение информации о значениях измеряемых параметров контролируемых или управляемых объектов методами и средствами телемеханики (ГОСТ 26.005—82). В том же ГОСТе даются определения таких понятий.

Телеизмерение по вызову — телеизмерение по команде, посылаемой с пункта управления на контролируемый пункт и вызывающей подключение на контролируемом пункте передающих устройств, а на пункте управления — соответствующих приемных устройств.

Телеизмерение по вызову позволяет использовать одну линию связи (канал телеизмерения) для поочередного наблюдения за многими объектами телеизмерения. Диспетчер с помощью отдельной системы телеуправления может подключать к каналу телеизмерения желаемый объект телеизмерения. На пункте управления показания можно наблюдать на общем выходном приборе. Если показания имеют различные шкалы, то измеряемые величины подключаются к разным приборам. При телеизмерении по вызову можно применять автоматический опрос объектов телеизмерения циклически по заданной программе.

Телеизмерение по выбору — телеизмерение путем подключения к устройствам пункта управления соответствующих приемных приборов при постоянно подключенных передающих устройствах на контролируемых пунктах.

Телеизмерение текущих значений (ТИТ) — получение информации о значении измеряемого параметра в момент опроса устройством телемеханики.

Телеизмерение интегральных значений (ТИИ) — получение информации об интегральных значениях измеряемых величин, проинтегрированных по заданному параметру, например времени, в месте передачи.

Последние два определения даются в ГОСТ 26.205—83.

Телеизмерения имеют особенности, отличающие их от обычных электрических измерений, которые не могут быть применены для измерения на расстоянии вследствие возникновения погрешностей из-за изменения сопротивления линии связи при измерении параметров окружающей среды — температуры и влажности. Даже если бы указанные погреш-

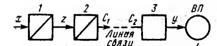


Рис. 13.1. Структурная схема телеизмерения

ности находились в допустимых пределах, передача большого числа показаний потребовала бы большого числа проводов. Кроме того, в некоторых случаях (передача измерения с подвижных объектов — самолетов, ракет и др.) обычные методы измерения принципиально не могут быть использованы. Методы телеизмерения позволяют уменьшить погрешность при передаче измеряемых величин на большие расстояния, а также многократно использовать линию связи.

Сущность телеизмерения заключается в том, что измеряемая величина, предварительно преобразованная в ток или напряжение, дополнительно преобразуется в сигнал, который затем передается по линии связи. Таким образом, передается не сама измеряемая величина, а эквивалентный ей сигнал, параметры которого выбирают так, чтобы искажения при передаче были минимальными. Структурная схема телеизмерения приведена на рис. 13.1. Измеряемая величина x (например, давление газа) преобразуется с помощью датчика (первичного преобразователя) *1* в электрическую величину z (ток, напряжение, сопротивление, индуктивность или емкость). Далее происходит вторичное, телемеханическое преобразование: электрическая величина в передатчике *2* преобразуется в сигнал C_1, который передается в линию связи. На приемной стороне (в приемнике *3*) снова производится преобразование принятого сигнала C_2 (он может несколько отличаться от переданного сигнала C_1 за счет воздействия помех в линии связи) в значение тока или напряжения, которое эквивалентно измеряемой величине и воспроизводит ее на выходном приборе *ВП*. Совокупность технических средств, необходимых для осуществления телеизмерений (рис. 13.1), включая датчик *1* и показывающий прибор *4*, называют телеизмерительной системой (СТИ).

Характеристики систем телеизмерения и предъявляемые к ним требования. Главное требование, предъявляемое к СТИ, заключается в том, что она должна обеспечить заданную точность телеизмерения. Поэтому основной характеристикой СТИ является точность. Точность характеризуется статической погрешностью, или просто погрешностью.

Погрешность — степень приближения показаний приемного прибора к действительному значению измеряемой величины. Погрешность телеизмерения определяют как максимальную разность между показаниями выходного прибора на приемной стороне и действительным значением телеизмеряемой величины, определяемым по показаниям образцового прибора.

Согласно ГОСТ 26.205—83, классы точности каналов телеизмерения должны быть установлены для устройств и комплексов при цифровом и аналоговом воспроизведении измеряемых параметров из следующего ряда: 0,15; 0,25; 0,4; 0,6; 1,0; 1,5; 2,5.

Абсолютная основная погрешность канала телеизмерения устройства (комплекса) — наибольшая разность выходной величины, приведенной к входной в соответствии с градуировочной характеристикой, и входной величины:

$$\Delta = y - x, \quad (13.1)$$

где Δ — абсолютная погрешность. Значения величин y и x ясны из рис. 13.1.

Относительная погрешность δ' — отношение абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины, выраженное в процентах.

Приведенная погрешность δ — отношение абсолютной погрешности к величине диапазона шкалы измерений $(x_{max} - x_{min})$:

$$\delta = \Delta/(x_{max} - x_{min}). \quad (13.2)$$

Абсолютная дополнительная погрешность канала телеизмерения устройства — наибольшая разность значений входной (выходной) величины при нормальных условиях и при воздействии влияющего фактора (ГОСТ 26.205—83).

Дополнительные погрешности вызываются различными отклонениями от нормальных условий работы, например изменением температуры окружающей среды, изменением напряжения питания за допустимые пределы, появлением помех, внешних магнитных полей и т. п.

Согласно ГОСТ 26.205—83, допускается отклонение напряжения питания от плюс 10 до минус 15 % (класс устройств АС3) и от плюс 15 до минус 20 % (класс устройств АС4) от номинальных параметров питания. Номинальные параметры питания устройств от электрических сетей переменного тока частотой 50 Гц должны быть следующие: напряжение однофазной сети — 220 В; напряжение трехфазной сети — 220/380 В. Допускается отклонение частоты 50 Гц от плюс 2 до минус 2 % (класс 3) и от плюс 5 до минус 5 % (класс 4). Устройства (кроме телеизмерительных устройств систем интенсивности) должны выполнять заданные функции при отклонении уровня сигнала на входе приемного устройства на плюс 50 и минус 50 % от номинального значения входного сигнала.

Телеизмеряемые величины должны воспроизводиться аналоговым или цифровым способом на указывающих или регистрирующих приборах в абсолютных значениях измеряемых величин. Это значит, что если передаваемая величина выражается в тоннах, то, несмотря на все промежуточные преобразования этой величины, неизбежные при передаче, прибор на приемной стороне должен быть отградуирован в тоннах. Лишь в особых случаях допускается воспроизведение телеизмерений в процентах.

Суммирование измеряемых величин. Необходимость суммирования возникает при наличии многих источников одной и той же информации на приемной стороне. В этом случае суммирование осуществляют на передающей стороне. При сильно рассредоточенных объектах и большом числе контролируемых пунктов суммирование телеизмеряемых величин осуществляют на приемной стороне.

Суммируются вспомогательные величины y, в которые преобразуются измеряемые величины x. Поэтому существуют методы суммирования (сложения) токов, напряжений, импульсов, магнитных потоков, вращающих моментов, угловых и линейных перемещений, параметров электрических цепей (сопротивлений, емкостей, индуктивностей). Условия суммирования записывают в виде

$$\sum_{i=1}^{n} y_i = K \sum_{i=1}^{n} x_i. \quad (13.3)$$

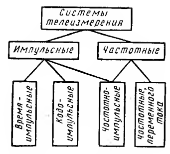


Рис. 13.2. Классификация систем телеизмерения

При этом необходимо, чтобы:

1) между величинами y и x существовала пропорциональная зависимость $y_1=K_1x_1$; $y_2=K_2x_2$, ..., y_i, ..., $y_n=K_nx_n$;

2) коэффициенты пропорциональности были равны между собой, т. е. $K_1=K_2=$ $=K_3=\ldots K_n=K$.

Коэффициент K называют постоянной суммирования.

Классификация систем телеизмерения. Системы телеизмерения (СТИ) можно классифицировать по различным признакам. Наиболее распространена классификация по параметру, т. е. методам, с помощью которых передается значение измеряемой величины (рис. 13.2). При такой классификации системы телеизмерения делятся на импульсные и частотные. Общей для этих групп является частотно-импульсная система.

Все эти системы могут быть одноканальными, когда по одной линии связи передается только одно измерение, и многоканальными, когда по одной линии связи передается много измерений (классификация по числу измеряемых величин). Многоканальность достигается теми же методами, что и в телеуправлении, т. е. с помощью частотного и временно́го способов разделения сигналов. Многоканальная система позволяет вести наблюдения за показаниями многих измеряемых величин одновременно в отличие от систем, использующих телеизмерение по вызову, в которых наблюдение показаний различных объектов телеизмерения происходит поочередно.

По методам воспроизведения измеряемой величины системы телеизмерения подразделяют на аналоговые и цифровые.

В аналоговых системах используются непрерывные (аналоговые) сигналы. Параметр аналогового сигнала является однозначной непрерывной функцией измеряемой величины. К аналоговым относятся сигналы, модулированные с помощью непрерывных модуляций и таких импульсных модуляций, как широтная, фазовая и частотная. В аналоговых системах может применяться квантование по времени, но отсутствует квантование по уровню.

В аналоговых системах воспроизведение сигнала осуществляется в аналоговой форме, т. е. в виде электрической величины (тока или напряжения), которая измеряется обычным электроизмерительным прибором.

В цифровых системах используются дискретные, квантованные по уровню сигналы, как правило, кодовые комбинации, представляющие собой определенное значение измеряемой величины. Такими системами являются кодоимпульсные системы телеизмерения. Системы с цифровым отсчетом измеряемой величины получают все большее распространение из-за точности показаний и удобства считывания.

Системы телеизмерения можно классифицировать также по виду программы, по которой они работают. Подавляющее большинство СТИ работают по жесткой программе, по которой передаются все измеряемые сообщения независимо от того, несут ли они информацию получателю или

являются избыточными, не представляющими ценности, загромождающими канал связи и средства, по заранее заданной программе и в какой-то мере изменяющие ее по команде. Начали выпускать адаптивные телеизмерительные системы, автоматически изменяющие программу работы в зависимости от изменения характеристик передаваемых сигналов и внешних условий.

Кроме указанных на рис. 13.2 систем ТИ существуют также системы интенсивности, на которые были даны ссылки в ГОСТ. В системах интенсивности измеряемая величина после преобразования ее в ток или напряжение в дальнейшем, как указывалось на рис. 13.1, в сигнал не преобразуется. Преобразователь измеряемой величины в ток или напряжение включен непосредственно в линию, а на приемной стороне к этой же линии подключается прибор, измеряющий ток или напряжение.

Погрешность телеизмерения систем интенсивности вследствие измерения сопротивления линии связи в пределах 2—3%. Дальность передачи на воздушных линиях связи ввиду большого и непостоянного значения (в зависимости от метеорологических условий) проводимости изоляции (утечки) не превышает 10 км. При использовании кабельных линий связи, в которых утечка практически отсутствует, дальность передачи достигает 25 км.

Указанные недостатки сузили сферу применения этих устройств, и их производство прекращается.

§ 13.2. Частотно-импульсные системы

Особенность импульсных систем заключается в том, что методы передачи импульсных сигналов, положенные в основу этих систем, делают изменения амплитуды импульсов, происходящие от изменения параметров линии связи, не влияющими на результат телеизмерения. В импульсных системах переносчиком сигнала является последовательность импульсов, на которую наносится информация об измеряемой величине с помощью различных видов импульсной модуляции: ЧИМ, ВИМ, КИМ и др. (см. гл. 4). Такие системы называются системами дальнего действия. Дальность передачи зависит от уровня сигнала и чувствительности приемника.

В частотно-импульсных системах измеряемая величина пропорциональна частоте импульсов, т. е. для передачи используется частотно-импульсная модуляция (ЧИМ).

Сущность частотно-импульсного метода передачи телеизмерений иллюстрируется рис. 13.3, *а, б*. Если, например, в течение одного периода телеизмерения (цикла) измеряемая величина напряжением 50 В передается пятью импульсами постоянной длительности, то напряжение 47 В за это же время будет передано 4,7 импульсами (рис. 13.3, *б*). Обратное преобразование частотно-модулированных импульсов на приеме осуществляется путем превращения их в постоянный ток, средняя составляющая которого изменяется в зависимости от количества импульсов, проходящих за время T. Так как длительность импульсов не изменяется (изменяется лишь интервал между ними), то при увеличении значения измеряемой величины их число на данном интервале времени увеличится, в результате увеличит-

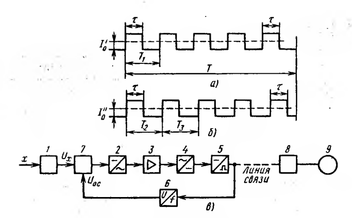


Рис. 13.3. Передача ТИ частотно-импульсным методом:

а — целым числом импульсов; *б* — дробным числом импульсов; *в* — структурная схема компенсационной частотно-импульсной системы (*1* — датчик постоянного тока; *2* — преобразователь постоянного тока в переменный; *3* — усилитель переменного тока; *4* — выпрямитель; *5* — импульсный генератор, управляемый по частоте; *6* — обратная связь; *7* — схема сравнения; *8* — приемник; *9* — выходной прибор)

ся и постоянная составляющая тока, которая дополнительно отклонит стрелку приемного прибора. Так, с приходом импульсов за цикл постоянная составляющая тока равна I_0', с приходом 4,7 импульсов за то же время она уменьшится до I_0'' (рис. 13.3, *б*).

Такой метод передачи позволяет получить достаточную точность передачи даже при небольшом числе импульсов за цикл. Это, в свою очередь, дает возможность применять более широкие импульсы, а значит, осуществлять передачу в более узкой полосе частот. Раньше частотно-импульсные системы выполнялись на электромеханической аппаратуре. В современных системах механические элементы отсутствуют. Частоты следования импульсов лежат в пределах 4—30 Гц, что приводит к удлинению импульса и позволяет согласно уравнению (1.9) значительно сузить передаваемую полосу частот.

Преобразователи измеряемой величины в частоту импульсов. Существует два способа получения сигнала телеизмерения с частотно-импульсной модуляцией. При первом способе измеряемая величина сначала воздействует на диск и изменяет частоту его вращения, которая затем преобразуется в импульсы соответствующей частоты. При втором сначала получают постоянный ток (напряжение), пропорциональный измеряемой величине, а затем с помощью различного рода генераторов или мультивибраторов — последовательность импульсов, частота которых пропорциональна этому току (напряжению).

Указанные преобразователи могут быть некомпенсационными (небалансными) и компенсационными (балансными) с отрицательной обратной связью по частоте импульсов (рис. 13.3, *в*). В случае измерения очень малых значений датчиками постоянного тока *1* во избежание трудности усиления постоянного тока его превращают сначала в переменный ток (блок *2*), который затем усиливают и выпрямляют (блоки *3* и *4*). Полученный постоянный ток воздействует на генератор *5*, изменяя частоту импуль-

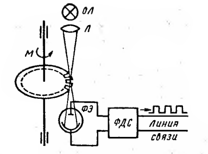


Рис. 13.4. Структурная схема фотоэлектрического преобразования измеряемой величины в частоту импульсов (*ОЛ* — осветительная лампочка; *Л* — линза; *М* — момент, создаваемый измеряемой величиной)

сов. Блок обратной связи *6* преобразует частоту импульсов в напряжение обратной связи U_{oc}, которое подается на схему сравнения *7*. Разностный сигнал $U_x - U_0$, проходя через блоки *2*, *3* и *4*, воздействует на генератор импульсов.

Применение отрицательной обратной связи значительно увеличивает точность преобразования. Проиллюстрируем это примером. Предположим, что на вход схемы рис. 13.3, *в* подается напряжение $U_x = 1$ В. На входе схемы напряжение, пропорциональное частоте импульсов, из-за неточности преобразований составило $U = 1{,}1$ В. Погрешность в 0,1 В по отношению к измеряемой величине составляет $\delta_{пр} = 10$ %. При наличии отрицательной обратной связи навстречу напряжению U_x подается, например, напряжение $U_{oc} = 0{,}97$ В. Таким образом, на вход блока *2* поступает напряжение 0,03 В. Усилитель усиливает его вновь до 1 В (т. е. коэффициент усиления усилителя $K = 33$). Погрешность преобразования при наличии отрицательной обратной связи $\delta_{oc} = \delta_{пр}/(1 + K)$. Таким образом, нестабильность преобразования сокращается в 34 раза.

На рис. 13.4 приведена схема бесконтактного фотоэлектрического преобразователя, частота вращения диска пропорциональна измеряемой величине. При вращении диска луч света от лампы, падающий на фотоэлемент *ФЭ*, прерывается зубцами диска.

В этой схеме вместе с изменением частоты импульсов (при изменении частоты вращения диска) изменяется и длительность импульсов, вследствие чего значение среднего тока будет оставаться постоянным. Чтобы длительность импульсов не изменялась, на выходе схемы ставят формирователи длительности сигнала *ФДС*.

Импульсы будут следовать то реже, то чаще в зависимости от частоты вращения диска. Если m — число зубцов, а n — частота вращения диска, то частота следования импульсов $f = mn$, а так как n пропорциональна измеряемой величине P, то $f \approx mP$.

Приемники частотно-импульсных систем. В качестве приемников применяют частотомеры, функция которых заключается в преобразовании частотно-модулированных сигналов в напряжение (ток), значение которого определяется частотой.

На рис. 13.5, *а* приведена схема простейшего релейно-конденсаторного частотомера, на примере которого легко пояснить принцип действия подобных устройств. На вход поляризованного реле *Р* подается модулированная по частоте последовательность импульсов (рис. 13.5, *б*). При включении реле приходящим импульсом постоянный ток источника питания

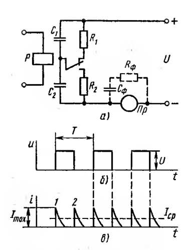


Рис. 13.5. Конденсаторный частотомер:

а — схема; *б* — импульсы, модулированные по частоте; *в* — импульсы, поступающие на прибор

проходит через конденсатор C_1, резистор R_2 и прибор *Пр* (зарядный импульс тока *1* на рис. 13.5, *в*). После прекращения импульса и отпускания реле его контакт переключается и ток проходит через резистор R_1, конденсатор C_2 и прибор *Пр* (зарядный импульс тока *2* на рис. 13.5, *в*), а конденсатор C_1 разряжается на резистор R_1. Таким образом, один приходящий импульс вызывает двукратное прохождение тока через показывающий прибор, что несколько сглаживает колебания его стрелки. Однако при низких частотах f_1 приходящих импульсов средний ток $I_{ср}$ мал, и отсчет по прибору измеряемой величины будет затруднен сильным колебанием стрелки. Средний ток через прибор

$$I_{ср}=2CU/T, \qquad (13.4)$$

где $C=C_1=C_2$; значения T и U ясны из рис. 13.5, *б*.

Из уравнения следует, что средний ток, а значит, и точность показаний прибора зависят от напряжения питания, источник которого необходимо стабилизировать или для уменьшения погрешности применять логометрический прибор.

Во избежание излишнего колебания стрелки при низких частотах (менее 50 Гц) применяют сглаживающий фильтр, который показан пунктиром на рис. 13.5, *а*. Задача такого фильтра — сгладить неравномерность тока через прибор. При наличии фильтра при зарядке конденсатора C_1 или C_2 происходит и зарядка конденсатора $C_ф$, который после окончания зарядки конденсаторов C_1, C_2 начинает разряжаться через прибор. Существенный недостаток релейно-конденсаторного частотомера с обычным поляризованным реле — невозможность его использования на частотах выше 10—15 Гц. Однако применение реле с герметизированными контактами может повысить частоту переключения и увеличить срок службы частотомера. Целесообразнее использовать вместо реле транзистор. Схема транзисторно-конденсаторного частотомера представлена на рис. 13.6. Приходящие импульсы открывают транзистор, что приводит к разрядке конденсатора C через резистор R_2 и транзистор. Вследствие малой постоянной времени R_2C длительность положительного импульса будет мала. После окончания подаваемого на вход импульса транзистор закрывается и конденсатор C через резисторы R_2, R_1 заряжается до значения питающего напряжения, вследствие чего на резисторе R_2 создается импульс U_2, длительность которого определяется постоянной времени $(R_1+R_2)C$, значительно меньшей τ. Импульсы напряжения, возникающие на резисторе R_2, выпрямляются мостовым устройством, и постоянная составляющая импульсов, пропорциональная частоте следования входных импульсов, измеряется прибором. Поскольку в телеизмерении нуль измеряемой величины

передается частотой $f \neq 0$, для смещения нуля по шкале прибора в его цепь включают батарею E.

При низких частотах следования импульсов будет наблюдаться сильное дрожание стрелки прибора, мешающее правильному отсчету измеряемой величины. Для уменьшения дрожания стрелки к прибору подключают фильтр из конденсатора и резистора (иногда фильтр бывает более сложным), как на рис. 13.5, *а*. Однако такое решение не является оптимальным, при малых частотах постоянная времени $R_ф C_ф$ должна быть велика, чего можно достичь лишь за счет применения конденсаторов большой емкости. Электрические конденсаторы имеют большие утечки, а слюдяные и бумажные увеличивают размеры фильтров.

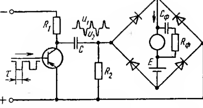


Рис. 13.6. Схема транзисторно-конденсаторного частотомера

В значительной мере этих недостатков лишен транзисторно-конденсаторный частотомер, схема которого приведена на рис. 13.7. Приходящие импульсы открывают транзистор T_2 триггера, в результате закрывается открытый ранее транзистор T_3. Конденсатор C начинает заряжаться через конденсатор $C_{пр}$ (который затем разрядится на прибор и резистор R_1), диод $Д_1$ и резистор R_2. Зарядка будет продолжаться до пробоя стабилитрона $Д$, т. е. конденсатор заряжается только на линейном участке кривой зарядки конденсатора, что обеспечивает линейность показаний прибора шкалы. Пробой стабилитрона $Д$ включает транзистор T_1 и выключает транзистор T_2. Транзистор T_3 открывается и конденсатор C начинает разряжаться через него и диод $Д_2$. После прихода очередного импульса процесс повторяется.

§ 13.3. Времяимпульсные системы

Во времяимпульсных системах в зависимости от значений измеряемой величины передаваемые импульсы изменяют либо длительность, либо местоположение. В первом случае используется широтно-импульсная модуляция (ШИМ) и устройства называются широтно-импульсными, во

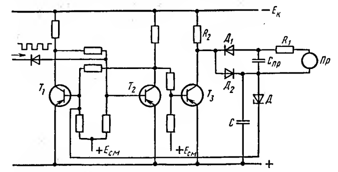


Рис. 13.7. Принципиальная электрическая схема транзисторно-конденсаторного частотомера с постоянным зарядом емкости

втором — фазоимпульсная модуляция (ФИМ) и устройства называются фазоимпульсными. Далее рассматриваются временные системы, в которых длительность импульса пропорциональна измеряемой величине. Погрешность телеизмерения во времяимпульсных системах образуется за счет искажения фронтов импульсов при передаче их по каналу связи. На рис. 13.8, *а* показан передаваемый импульс (на выходе передатчика), а на рис. 13.8, *б* — принимаемый импульс (на выходе приемника). Приемное устройство измеряет длительность между моментом срабатывания порогового устройства и моментом его отпускания (между точками *1* и *2*), т. е. величину τ_1, которая в общем случае не равна τ. Вследствие непостоянства параметров линии связи, приводящих к изменению амплитуды и формы импульса, а также непостоянства напряжения срабатывания и отпускания порогового устройства величина τ_1 изменяется. Это приводит к изменению разности между τ_1 и τ, которое заранее учесть при градуировке прибора нельзя. Уменьшение относительной погрешности достигается за счет расширения полосы частот, что увеличивает крутизну фронтов импульсов, и увеличения длительности импульса, приводящей к уменьшению отношения $(\tau-\tau_1)/\tau$. Поэтому для телеизмерения медленно изменяющихся величин ранее применялись длиннопериодные времяимпульсные системы с периодом следования импульсов от 1 до 60 с.

В других случаях применяются короткопериодные системы с периодом следования импульсов менее 1 с.

Однако наиболее целесообразным способом исключения погрешности при передаче по каналу связи в случае искажения фронтов по разным причинам (см. гл. 5) является передача информации не одним импульсом, а двумя. На рис. 13.8, *в* вместо одного длинного импульса передаются два коротких с таким расстоянием между ними, что $\tau=\tau_{пер}$, т. е. это расстояние пропорционально измеряемой величине. На рис. 13.8, *в* показано, что передние фронты импульсов искажаются одинаково, а расстояние

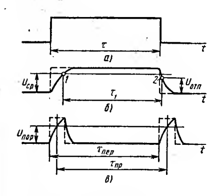


Рис. 13.8. Погрешность ТИ во времяимпульсных устройствах:
а — передаваемый импульс; *б* — принимаемый импульс; *в* — передача двумя импульсами ($\tau_{пер}$ — длительность передаваемого импульса; $\tau_{пр}$ — длительность принимаемого импульса)

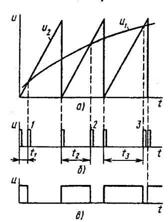


Рис. 13.9. Преобразование измеряемой величины в длительность импульсов методом динамической компенсации

между ними измеряется на каком-то уровне $\tau_{пер}=\tau_{пр}$, что не имеет места при передаче одним импульсом (см. рис. 13.8, *б*). Однако этот метод передачи требует более широкополосного канала.

Преобразователи измеряемой величины в длительность импульсов. В настоящее время применяются только электрические преобразователи. Для этой цели используют транзисторно-триггерные и другие схемы. На рис. 13.9 показан метод динамической компенсации, предложенный Ф. Е. Темниковым. При подаче на один из входов схемы сравнения измеряемой величины u_1 (рис. 13.9, *а*), а на другой ее вход — развертывающего пилообразного напряжения u_2 в момент их равенства на выходе схемы будут возникать импульсы (рис. 13.9, *б*). При пересечении напряжения U_1 с обратным ходом пилообразного напряжения импульсы возникают строго через определенные интервалы времени. От них происходит отсчет времени (интервалы t_1—t_3) появления импульсов *1*—*3*, которое пропорционально амплитуде измеряемой величины, т. е. образуется фазоимпульсная модуляция. Полученные импульсы могут быть преобразованы в широтно-модулированные импульсы (рис. 13.9, *в*).

Приемники времяимпульсных систем. Эти приемники, осуществляющие обратное преобразование импульсов, модулированных по длительности в постоянный ток, делятся на две группы — электромеханические и электрические. Первые, представляющие собой различные механические устройства для измерения длительности импульсов, применялись раньше в так называемых длиннопериодных устройствах. В электрических приемниках осуществляется измерение среднего тока импульса, как в рассмотренных конденсаторных частотомерах, либо отношения длительности импульса к периоду.

§ 13.4. Кодоимпульсные (цифровые) системы

В кодоимпульсных системах (КИС) измеряемая величина передается в виде определенной комбинации импульсов (кода). Предварительно она квантуется по уровню и по времени. Далее осуществляется кодоимпульсная модуляция (КИМ).

Кодоимпульсные системы имеют ряд преимуществ по сравнению с другими системами телеизмерения. Главными из них являются:

1) бóльшая помехоустойчивость и, как следствие этого, возможность передачи телеизмерения на большие расстояния, особенно при использовании помехозащищенных кодов;

2) бóльшая точность телеизмерения. Погрешность в кодоимпульсных системах возникает при преобразовании измеряемой величины в код. Точность преобразователей, преобразующих измеряемые величины в код, может быть меньше 0,1 %, т. е. выше точности преобразователей других телеизмерительных систем, которая лежит в пределах 0,5—1,5 %;

3) лучшее использование канала связи в случае применения специальных кодов, статистически согласованных с передаваемыми сообщениями;

4) получение информации в цифровой форме, что позволяет:

а) без сложных преобразований вводить информацию в цифровые вычислительные машины и устройства обработки данных;

б) осуществлять цифровую индикацию показаний, обеспечивающую

меньшую погрешность при считывании и простоту цифровой регистрации данных.

Однако кодоимпульсные системы значительно сложнее других устройств ТИ. Поэтому их целесообразно использовать только в многоканальном исполнении.

Преобразование измеряемой величины в код

Преобразование непрерывной аналоговой величины в цифровой эквивалент — код — осуществляется с помощью аналого-цифровых преобразователей (АЦП). Как и в предыдущих импульсных устройствах ТИ, измеряемая величина может быть представлена в виде механического перемещения (углового или линейного) либо в виде электрической величины.

Преобразование перемещений в код. В основу преобразователей этого типа [5] положены два метода: метод пространственного кодирования и метод последовательного счета. При методе пространственного кодирования кодирующее устройство представляет собой маску, воспроизводящую требуемый код. Маска перемещается вместе с контролируемым объектом относительно считывающего устройства вращательно (см. рис. 3.3) или поступательно. Выполнение маски и процесс считывания с нее показаний были рассмотрены в гл. 3. При методе последовательного счета подсчитывается число элементарных линейных перемещений, которое затем представляется в виде кода. Схема преобразователя перемещения в код с различением знака в зависимости от направления перемещения представлена на рис. 13.10. Два источника света падают на фотоэлементы *А* и *В* (рис. 13.10, *а*). Контролируемый механизм в виде линейки с темными и светлыми участками, пропускающими свет, может передвигаться влево и вправо. Если считать, что в момент времени, изображенный на рисунке, линейка движется вправо, то фотоэлемент *А* освещен (в течение времени, пока линейка прошла путь $l/4$) и импульс *1* (рис. 13.10, *в*) начал поступать на оба элемента $И_1$, $И_2$ (рис. 13.10, *б*). На фотоэлемент *В* свет только начал поступать, и фронт импульса *2* лишь нарастает (рис. 13.10, *г*). Импульсы с фотоэлемента *В* дифференцируются в схеме

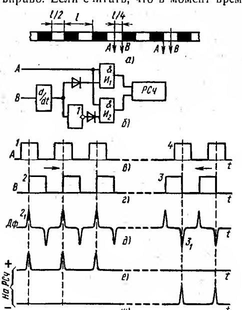


Рис. 13.10. Преобразователь перемещения в код с различением знака перемещения:

а — схема перемещения; *б* — логическая схема; *в*, *г* — импульсы, подаваемые на схему различения знака; *д* — дифференцируемые импульсы; *е*, *ж* — импульсы, увеличивающие (*е*) и уменьшающие (*ж*) показания счетчика

d/dt (импульсы *Дф* на рис. 13.10, *д*) и также подаются на элементы И. В данном случае элемент $И_1$ открывается от импульсов *1* и *2* и реверсивный счетчик *РСч* увеличивает кодовый сигнал на единицу (рис. 13.10, *е*). При перемещении линейки влево первым начнет освещаться фотоэлемент *В*, а затем фотоэлемент *А*. На этот раз откроется элемент $И_2$ от импульсов *4* и 3_1 и счетчик *РСч* уменьшит кодовый сигнал на единицу (рис. 13.10, *ж*).

При такой схеме в счетчике всегда сохраняется накопленная сумма. Если произойдет ошибка и одна или несколько единиц не будут сосчитаны, в дальнейшем эта ошибка так и останется.

Рис. 13.11. Преобразование измеряемой величины в код по схеме напряжение — временной интервал — число — код: *а* — схема; *б*, *в* — временные диаграммы

Для преодоления этого недостатка применяют преобразователи циклического действия, в которых каждый раз измеряется не приращение перемещения, а все перемещение. Каждый цикл счетной схемой подсчитываются все импульсы, соответствующие данной величине перемещения, и переводятся в нужный код. Перед следующим циклом подсчета счетная схема сбрасывается в нуль, что исключает накопление ошибок.

Преобразование электрических величин в код. *Преобразование с промежуточным параметром* [5]. В этих устройствах измеряемая электрическая величина (обычно напряжение, хотя могут преобразовываться также ток и сопротивление) преобразуется во вспомогательный параметр (временной интервал, частоту или фазу), преобразуемый, в свою очередь, в число импульсов, которое далее кодируется. Кодирование происходит по следующим схемам.

Напряжение — временной интервал — число — код. Кодирование по такой схеме показано на рис. 13.11, *а*. Для преобразования измеряемой величины u_x сначала в длительность импульса (временной интервал) может быть использован любой из рассмотренных время-импульсных преобразователей (ВИП). Элемент *И* открывается на время длительности импульса, снимаемого с *ВИП*. За это время с генератора стабильной частоты *ГИ* пройдет на счетчик тем больше импульсов, чем больше длительность импульса с *ВИП*. Сосчитанное число импульсов в виде двоичного кода снимается с выхода счетчика *СТ*2.

Точность преобразования зависит от совпадения фронтов импульса с ВИП длительностью *Т* с импульсами, поступающими от *ГИ*. На рис. 13.11, *б* показано, что передний фронт импульса *Т* совпал с передним фронтом импульсов с *ГИ*. На счетчик с *ГИ* прошло пять импульсов. Однако если импульс *Т* поступает на элемент *И*, как показано на рис. 13.11, *в*, то на счетчик с *ГИ* поступят только четыре импульса вместо пяти, т. е. возникнет отрицательная погрешность.

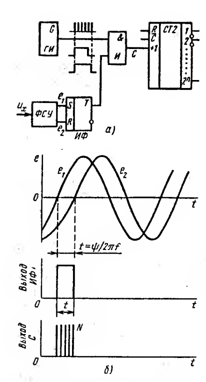


Рис. 13.12. Преобразователь измеряемого напряжения в код с промежуточным преобразованием входной величины в фазу переменного напряжения:
а — функциональная схема; *б* — временные диаграммы

Совпадение передних фронтов импульсов *T* и τ можно синхронизировать, но сделать так, чтобы длительность *T* всегда была равна определенному числу периодов *t*, невозможно. Поэтому ошибка преобразования, обусловленная округлением измеряемой аналоговой величины, будет всегда. Ее можно уменьшить, увеличив частоту следования импульсов с *ГИ*.

В этом преобразователе возникают также дополнительные ошибки за счет нестабильности *ГИ* и *ВИП* и нелинейности характеристик преобразования *ВИП*. Последняя ошибка наиболее существенная; ее значение лежит в пределах погрешности преобразования.

Напряжение — фаза — временной интервал — число — код. Кодирование по данной схеме представлено на рис. 13.12, *а*. Измеряемое напряжение поступает на фазосдвигающее устройство *ФСУ*, питаемое от источника переменного тока с частотой *f*. В зависимости от значения u_x изменяется фазовый угол между напряжениями e_1 и e_2 на выходе *ФСУ*. Этот угол соответствует временному интервалу $t=\psi/(2\pi f)$ измерителя фазового угла *ИФ* (рис. 13.12, *б*). Последний представляет собой *RS*-триггер с инверсными входами, меняющий состояние 0 на 1 в момент перехода напряжения e_1 через нуль и 1 на 0 при переходе через нуль напряжения e_2, как показано на рис. 13.12, *б*. Таким образом, на выходе возникает импульс длительностью *t*, который затем подается на ключ, и дальше все происходит, как и в предыдущем преобразователе (см. рис. 13.11).

К погрешностям, имеющимся в схеме рис. 13.11, в преобразователе по схеме рис. 13.12 добавляется погрешность от нестабильности характеристики фазосдвигающего устройства и точности измерителя фазового угла, фиксирующего момент прохождения напряжения через нуль.

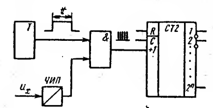


Рис. 13.13. Схема преобразователя измеряемого напряжения в код с промежуточным преобразованием напряжения в частоту

Напряжение — частота — число — код. Кодирование по такой схеме показано на рис. 13.13. Измеряемая величина u_x в частотно-импульсном преобразователе ЧИП, представляющем собой генератор импульсов, модулируемых по частоте, преобразуется в последовательность импульсов с частотой $f=\varphi(u)$. Хронизирующее устройство T на ранее заданный интервал времени t открывает элемент $И$, и импульсы с *ЧИП* поступают на счетчик *СТ*2. Больше или меньше пройдет импульсов на счетчик, зависит от их частоты.

Погрешность преобразования зависит от нестабильности и нелинейности характеристики $f=\varphi(u)$ частотно-импульсного преобразователя.

Непосредственное преобразование напряжения в код. В этих преобразователях образуемый в кодирующем устройстве код преобразуется в напряжение, которое сравнивается с измеряемым напряжением. При равенстве напряжений образование кода прекращается и он подается на выход.

Преобразователь последовательного счета (рис. 13.14). Перед началом работы счетчик *СТ*2 сбрасывается на нуль (рис. 13.14, *а*). Показания счетчика преобразуются с помощью цифро-аналогового преобразователя *ЦАП* в напряжение, поступающее на схему сравнения *СС*. В начале преобразования, пока напряжение u_k с ЦАП меньше преобразуемого напряжения u_x, элемент $И_0$ открыт и счетчик считает импульсы с генератора импульсов *ГИ*. Когда $u_k \geqslant u_x$, схема сравнения *СС* закрывает элемент $И_0$ и подает сигнал на элементы $И_1$—$И_n$ для считывания двоичного кода со счетчика. Количество импульсов, поступивших на счетчик, пропорционально преобразуемому напряжению u_x.

На рис. 13.14, *б* показано, как от каждого импульса, поступающего с *ГИ*, увеличивается преобразованное в ЦАП (этот преобразователь будет рассмотрен позже) напряжение:

$$u_k = u_0 N. \tag{13.5}$$

Чем больше число импульсов в данном интервале счетчика, тем меньше значение $\xi u_0 = u_k - u_x$ (рис. 13.14, *б*). Нестабильность частоты генератора импульсов не влияет на точность преобразования напряжения в код.

Преобразователь по методу поразрядного кодирования (взвешивания). Он имеет более широкое применение

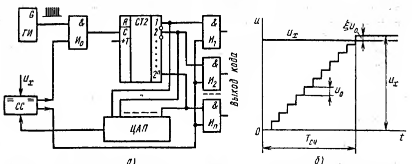


Рис. 13.14. Компенсационный кодирующий преобразователь последовательного счета:
а — функциональная схема; *б* — временная диаграмма

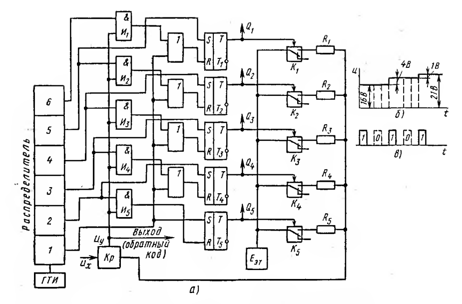


Рис. 13.15. Преобразователь по методу поразрядного кодирования:
а — функциональная схема; *б* — пример преобразования измеряемой величины в код; *в* — код, снимаемый с триггеров

вследствие большей по сравнению с другими преобразователями точности и высокого быстродействия.

В состав преобразователя, функциональная схема которого представлена на рис. 13.15, *а*, входят следующие узлы: распределитель, преобразователь кода в напряжение ЦАП (он состоит из цифрового регистра на триггерах T_1—T_5, ключей K_1—K_5, декодирующей сети сопротивлений и источника эталонного напряжения) и компаратор *Кр*, предназначенный для сравнения двух напряжений (входного сигнала u_x и сигнала $E_{эт}$ с выхода ЦАП) и выработки выходного сигнала управления.

Импульсом первой ячейки распределителя триггеры устанавливаются в состояние, при котором с выходов триггеров T_1—T_4 снимается 0, а с выхода триггера T_5—1. Этим сигналом переключается ключ K_5, через который подается эталонное напряжение $E_{эт}$ на резистор R_5, вследствие чего на компаратор поступает наибольшее напряжение $E'_{эт}$, составляющее в нашем случае 16 В. Эталонное $E'_{эт}$ и преобразуемое u_x напряжения сравниваются в компараторе: при $u_x > E'_{эт}$ на выходе компаратора сигнал отсутствует, при $u_x < E'_{эт}$— возникает уравновешивающее напряжение U_y в виде импульса, который подается на выход и на элементы $И_1$—$И_5$. Такая логика работы преобразователя объясняется тем, что образуемый код может сниматься непосредственно с тех же выходов триггеров, с которых снимается и напряжение, подаваемое на ключи. Поэтому если, например, преобразуется код в напряжение $u_x = 15$ В, то, очевидно, поскольку $15 < 16$, триггер T_5 должен быть переключен, чтобы с его выходов был снят 0, а не 1, соответствующая числу 16. Для этого на вход триггера с компаратора должна быть подана логическая 1.

Импульс с компаратора поступает на элементы И с некоторой задержкой, так что он совпадает с импульсом распределителя. Поэтому при $u_x < E'_{эт}$ второй импульс с распределителя, совпадая по времени с сигналом управления с компаратора, пройдет через элемент $И_5$, перебросит триггер T_5 с 1 на 0 и одновременно переключит триггер T_4, отчего на выходе Q_4 возникает сигнал 1. При этом эталонное напряжение подается через ключ K_4 и преобразуемое напряжение u_x будет сравниваться с напряжением, поступающим через резистор R_4 и равным 8 В.

Если $u_x > E'_{эт}$, то сигнал компаратора отсутствует, триггер T_5 не переключается, а распределитель в следующем такте изменяет состояние триггера T_4 и на входе компаратора окажется напряжение, равное $16+8=24$ В.

Такая последовательность операций будет повторяться до тех пор, пока преобразуемое напряжение u_x не будет скомпенсировано эталонным напряжением с выхода ЦАП с точностью до младшего разряда. В конце цикла на триггерах будет зафиксирован двоичный код, цифровое значение которого пропорционально u_x.

Таким образом, выходной код можно снимать или последовательно во времени в виде обратного двоичного кода с компаратора начиная со старшего разряда, либо параллельно в виде прямого двоичного кода с триггеров. На рис. 13.15, *б* представлен пример преобразования измеряемого напряжения $u_x=21$ В. Преобразование начинают со старшего разряда (как и взвешивание на весах, когда на чашу весов ставят гири начиная с наибольшей).

Сначала через резистор R_5 к компаратору подключается напряжение 16 В и с выхода Q_5 снимается сигнал *1*, так как с компаратора сигнал не поступает ($16<21$) и триггер T_5 не переключается. Импульс со второй ячейки распределителя переключает триггер T_4, в результате логическая 1 с выхода Q_4 открывает ключ K_4 и подсоединяет к компаратору добавочное напряжение, равное 8 В. Поскольку требуется уравновесить оставшееся напряжение $21-16=5$ В, а $8>5$, с компаратора будет снят импульс, открывающий элемент $И_4$ с приходом импульса с третьей ячейки распределителя. Поэтому импульс с элемента $И_4$ через сборку ИЛИ переключит триггер T_4 и $Q_4=0$. На рис. 13.15, *в* показано, что сначала снимается 1, затем 0, потом опять 1, так как после выключения ключа K_3 эталонное напряжение 4 В оказывается меньше оставшегося нескомпенсированным напряжения 5 В. Далее снова следует сигнал 0 ($2>1$) и, наконец, сигнал *1*. С выходов Q_5—Q_1 будет снят код 10101.

Основными источниками погрешностей преобразования являются декодирующая сетка сопротивлений, источник эталонного напряжения и ключи. Кроме того, точность работы преобразователя определяется чувствительностью и стабильностью компаратора.

Преобразование кодов в напряжение или ток

В качестве преобразующих устройств используются цифро-аналоговые преобразователи (ЦАП), выполненные в виде декодирующих сеток из резисторов. Для преобразования кодовой посылки в ток или напряже-

ние необходим параллельный код. Поэтому перед преобразованием последовательный код записывается в регистр и в нужный момент со всех его ячеек снимается параллельный код. Сопротивления резисторов в декодирующей сетке выбирают так, чтобы выходное напряжение сетки было пропорционально декодируемому числу. По способу построения декодирующие сетки подразделяют на последовательные и параллельные, а по режиму работы — с суммированием напряжений и токов.

Недостаток декодирующих сеток с последовательным соединением разрядных резисторов заключается в том, что при включении разного числа резисторов получаются различные значения выходного сопротивления схемы, что уменьшает точность преобразования, если преобразователь работает не в режиме холостого кода, а нагружен на входное сопротивление последующего устройства. Этого недостатка лишены декодирующие сетки с параллельным включением разрядных резисторов типа $R-2R$ и со взвешенными резисторами.

Декодирующие сетки типа $R-2R$. *Декодирующая сетка для суммирования напряжений* (рис. 13.16, *а*) является делителем из резисторов только двух номиналов R и $2R$, включенных так, что съем разрядных напряжений с выхода схемы пропорционален весам двоичных разрядов. Подключение источника эталонного напряжения к декодирующей сетке осуществляется с помощью ключей K_1—K_n, которые управляются сигналами с регистра. Если, например, в регистр — предварительно была записана кодовая комбинация 11. . .10, соответствующая переданной измеряемой величине, то при параллельном считывании этой комбинации ключи K_n, K_{n-1} и K_2 переключатся и подсоединят соответствующие резисторы к источнику эталонного напряжения. Ключ K_1, на который подан сигнал 0, не переключится, оставив присоединенные к его выходу резисторы подключенными к земле. Используя законы электротехники, можно подсчитать, какие напряжения будут подаваться на операционный усилитель $ОУ$, если замыкать тот или иной ключ. Так, при включении только старшего n-го разряда выходное напряжение декодирующей сетки

$$U_n=(1/2)E_{эт},$$

а при включении разрядов $n-1$ и $n-2$

$$U_{n-1}=(1/4)E_{эт},\ U_{n-2}=(1/8)E_{эт}.$$

Таким образом, выходные напряжения различных разрядов изменяются по двоичному закону и для любого k-го разряда можно записать

$$U_{вых\ k}=(1/2^k)E_{эт}. \tag{13.6}$$

Это уравнение справедливо, если считать, что работа происходит в режиме холостого хода, так как входное сопротивление очень велико. Счет номеров в ЦАП начинается со старшего разряда, для которого $K=1$. С учетом конечного значения нагрузки

$$U_{вых\ k}=\frac{1}{2^k}E_{эт}\frac{R_н}{R_н+R}. \tag{13.7}$$

Если включается несколько разрядов, то выходное напряжение определится как сумма напряжений:

$$U_{вых}=\sum_{i=1}^{n}\frac{1}{2^i}E_{эт}\frac{R_н}{R_н+R}. \tag{13.8}$$

Выходное сопротивление декодирующей сетки этого типа постоянно и не зависит от числа включенных разрядов.

В декодирующей сетке для суммирования токов (рис. 13.16, *б*) все источники тока от I_1 до I_n имеют одинаковые значения тока и бесконечно большие внутренние сопротивления. Это означает, что при параллельной работе они не влияют друг на друга и полностью развязаны как между собой, так и относительно нагрузки. Этот ЦАП работает так же, как и предыдущий. Если i-й разряд кода содержит единицу, то ключ K_i замкнут и источник тока участвует в создании выходного напряжения. Если i-й разряд кода содержит нуль, то ключ K_i разомкнут и источник тока отключен. Можно подсчитать, что каждый источник тока обусловливает падение напряжения на нагрузке, равное $U_н = \frac{2}{3}IR$. От каскада к каскаду это напряжение каждый раз уменьшается в два раза, так как нагрузка справа и слева на каждую ступень равна 2 R, т. е. и эта декодирующая сетка

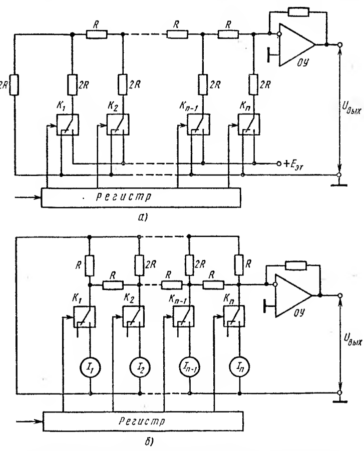


Рис. 13.16. Декодирующая сетка с параллельным соединением разрядных резисторов типа $R—2R$ для суммирования напряжения (*а*) и токов (*б*)

обеспечивает двоичный закон выходного напряжения относительно разрядных напряжений:

$$U_{\text{вых}}=\frac{U_{\text{н}1}}{2^{n-1}}+\frac{U_{\text{н}2}}{2^{n-2}}+\ldots+\frac{U_{\text{н}(n-1)}}{2^{1}}+\frac{U_{\text{н}n}}{2^{0}}. \qquad (13.9)$$

Наибольшее напряжение снимается с сетки при включении ключа K_n (оно равно $U_{\text{н}n}/2^0$), а наименьшее — при включении ключа K_1.

Выходное напряжение сетки уменьшается при подключении нагрузки (входное сопротивление ОУ), но обычно $R_{\text{вх ОУ}} >> R$ и ОУ не вносит погрешности в работу.

Декодирующие сетки с весовыми значениями разрядных резисторов. *Сетка, основанная на суммировании напряжений* (рис. 13.17, *а*), состоит из параллельно включенных резисторов, значения сопротивлений которых выбирают в соответствии с весом данного разряда в двоичной или любой иной системе счисления. Сопротивления декодирующей сетки для преобразования двоичного кода должны соответствовать весам разрядов кода:

$$R_1=R_D,\ R_2=2R_D,\ R_3=4R_D,\ldots,R_n=2^{n-1}R_D, \qquad (13.10)$$

где R_D — сопротивление резистора старшего разряда (имеет наименьшее значение).

Если часть ключей отключена, а другая часть подключена к источнику, то эквивалентные схемы декодирующей сетки имеют вид, представленный на рис. 13.17, *б, в*. Если R — эквивалентное сопротивление всех двоично-весовых резисторов сетки, а R_A и R_B — эквивалентные сопротивления части резисторов, подключенных к шине источника эталонной э.д.с. $E_{\text{эт}}$ и к земле, то

$$R=R_AR_B/(R_A+R_B). \qquad (13.11)$$

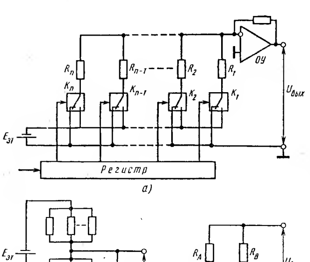


Рис. 13.17 Декодирующие сетки с весовыми значениями разрядных резисторов для суммирования напряжений:
а — функциональная схема; *б, в* — эквивалентные схемы

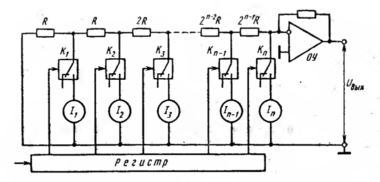


Рис. 13.18. Схема декодирующей сетки с весовыми значениями разрядных резисторов для суммирования токов

Если сопротивление $R_н$ велико, то выходное напряжение

$$U_{вых}=IR_B, \qquad (13.12)$$

где $I=E_{эт}/(R_A+R_B)$.

Подставляя в (13.12) значения I и R_B из (13.11), получим

$$U_{вых}=\frac{R}{R_A}E_{эт}. \qquad (13.13)$$

В этом уравнении R является суммой сопротивлений всех включенных и невключенных резисторов:

$$\frac{1}{R}=\frac{1}{R_1}+\frac{1}{R_2}+...+\frac{1}{R_n}=\sum_{k=1}^{n}\frac{1}{R_k}.$$

При конечном сопротивлении нагрузки выходное напряжение

$$U_{вых}=\frac{R}{R_A}\quad\frac{E_{эт}}{1+R/R_н}. \qquad (13.14)$$

Из (13.14) следует, что выходное напряжение падает при уменьшении $R_н$. Выходное сопротивление декодирующей сетки

$$R_{вых}=1/g_{\Sigma}, \qquad (13.15)$$

где g_{Σ} — суммарная проводимость сетки, не зависящая от состояния ключей.

Декодирующая сетка с весовыми значениями разрядных резисторов для преобразования кода в напряжение по методу суммирования токов (рис. 13.18) состоит из последовательно соединенных резисторов, сопротивления которых пропорциональны весам двоичных разрядов. Так же как в схеме сетки на рис. 13.16, *б*, все источники тока дают одинаковые значения тока и имеют бесконечно большие внутренние сопротивления. Напряжение на выходе сетки представляет собой суммарное падение напряжения на цепочке резисторов. При замыкании только ключа K_1 ток источника I_1 будет проходить через резистор R и $U_{вых}=IR$.

При замыкании только ключа K_2 $U_{вых}=I(R+R)=I\cdot 2^1R$. При замыкании только ключа $K_3 U_{вых}=I(R+R+2R)=I\cdot 2^2R$. Если замкнуть толь-

ко ключ K_n, то ток источника I_n будет проходить через резисторы схемы и выходное напряжение

$$U_{\text{вых}}=IR2^{n-1}. \tag{13.16}$$

Если все ключи замкнуты, то на выходе возникает максимальное напряжение

$$U_{\text{вых}}=IR(2^{n-1}+2^{n-2}+...+2^1+2^0). \tag{13.17}$$

Это значит, что выходное напряжение является функцией преобразуемой кодовой комбинации при условии, что резисторы и источники тока идеальные.

Оценка декодирующих сеток. Сетки типа $R-2R$, выполненные по методу суммирования напряжений или токов, обеспечивают преобразование кода в напряжение с погрешностью до 0,1 % и скоростью до 10^6 преобразований в 1 с. Сетки с весовыми значениями разрядных резисторов, как правило, обеспечивают несколько меньшие точность и быстродействие. Метод суммирования токов здесь предпочтительнее.

Погрешность работы любой декодирующей сетки определяется отклонением от номиналов резисторов и их температурным коэффициентом, неидеальностью характеристик ключей, конечным выходным сопротивлением источника эталонного напряжения или неидеальностью источников тока, их нестабильностью, а также нестабильностью сопротивления нагрузки.

Масштабирование

Предположим, что необходимо передать и измерить два переменных напряжения, изменяющихся в пределах $u_{x1}=0\div220$В и $u_{x2}=0\div110$ В. Оба эти напряжения поступают на датчики $Д_1$ и $Д_2$ (рис. 13.19), имеющие одинаковый выходной ток 0—5 мА. Это значит, что при поступлении напряжений на датчик $Д_1$ 220 В, а на датчик $Д_2$ — 110 В на выходах обоих датчиков будет один и тот же ток 5 мА. Далее с помощью ключей K_1 и K_2 токи с датчиков поочередно поступают на аналого-цифровой преобразователь *АЦП*, где они преобразуются, например, в двоичный код, который

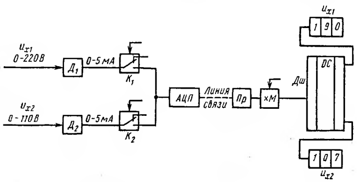


Рис. 13.19. Структурная схема, иллюстрирующая принцип масштабирования

может передать $2^7 = 128$ дискретных значений. Если на приемной стороне полученные коды требуется представить в виде цифрового отсчета (методы такого отсчета рассмотрены в гл. 14), то окажется, что и приемник *Пр* будет преобразовывать в цифры один и тот же код (от 0 до 127) и получит одни и те же абсолютные значения измеряемых величин, что не соответствует разным значениям передаваемых напряжений. Во избежание такой ошибки на приеме каждый из кодов при преобразовании его в цифры нужно умножить на масштабный коэффициент. Так, в нашем примере код, соответствующий напряжению u_{x1}, следует умножить на коэффициент 2, а код, соответствующий напряжению u_{x2},— на коэффициент 1. Это умножение осуществляют специальным масштабирующим устройством, обозначенным на рис. 13.19 через $\times M$.

Таким образом, масштабирование — это умножение кодовой комбинации, выражающей измеряемую величину, на коэффициент при воспроизведении абсолютных значений измеряемой величины в цифрах.

Для цифрового воспроизведения в простейшем случае требуется получить код C_{10}^1. Например, для воспроизведения показаний от 0 до 100 нужны 20 ламп: 10— для отображения единиц и 10 — для отображения десятков (есть, конечно, и более совершенные методы отображения, о чем будет сказано в гл. 14). Лампа каждого разряда должна зажигаться подачей на нее соответствующего потенциала. Выбор лампы осуществляется дешифратором *Дш*, к которому ключом K_1 или K_2 поочередно подключаются измеряемые величины (рис. 13.19). Так же просто производится цифровое воспроизведение при передаче двоично-десятичным кодом.

Для простоты реализации умножения на масштабный коэффициент стремятся применять возможно меньшее число коэффициентов. Так, умножение двоично-десятичного и единично-десятичного кодов на коэффициенты 2 и 5 осуществляют с помощью сравнительно простых декадных дешифраторов параллельного типа. Умножение на 10 или на число, кратное 10, производят простым переносом запятой.

Заметим, что масштабирование не требуется, если на приеме коды преобразуются ЦАП в аналоговые величины (ток или напряжение). Действительно, если придут два одинаковых кода, то, хотя они и будут преобразованы в одинаковые токи и затем отклонят стрелки своих приборов на одинаковые углы, показания с приборов будут сняты разные, так как шкалы каждого из них градуируют в разных значениях измеряемой величины.

Структура кодоимпульсных систем

На рис. 13.20 приведена структурная схема многоканальной кодоимпульсной системы телеизмерения. Измеряемые аналоговые величины через управляемый распределителем коммутатор поочередно поступают на АЦП, в котором преобразуются в последовательный двоичный код (если АЦП выдает параллельный код, то до кодера нужна установка схемы, преобразующей параллельный код в последовательный). В кодере двоичный код преобразуется в один из помехозащищенных кодов, который поступает в линейный блок *ЛБ*, где происходит формирование и усиление

импульсов. В случае необходимости передача импульсов по линии связи может происходить с частотным наполнением, для чего после *ЛБ* устанавливают модулятор и генератор частоты, а на *КП* — демодулятор.

Приходящие на *ПУ* из линии связи, несколько искаженные из-за помех импульсы, восстанавливаются в *ЛБ* и поступают на декодер. Одновременно происходят синхронизация распределителей и синфазирование генераторов. После декодирования информационные символы могут поступать на блоки цифрового или аналогового воспроизведения информации или на оба сразу, а также в ЭВМ. Каждая кодовая комбинация (КК), соответствующая определенной измеряемой величине, записывается в индивидуальный регистр. При цифровом воспроизведении КК предварительно проходит через блок масштабирования. Очередность записи КК в регистры исходит от распределителя.

Перед поступлением на стрелочные приборы КК предварительно преобразуется в среднее значение тока в ЦАП. При цифровом воспроизведении измеряемой величины КК поступает сначала в дешифратор *Дш*, в котором возбуждается выход, соответствующий ее значению, и далее воспроизводится на индикаторе в виде цифры. Величины, поступающие на приборы и индикаторы, могут одновременно регистрироваться методами, указанными в гл. 14.

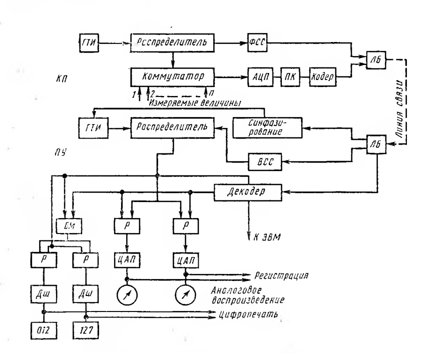


Рис. 13.20. Структурная схема кодоимпульсной системы телеизмерения:
ГТИ — генератор тактовых импульсов; *ПК* — преобразователь параллельного кода в последовательный и обратно (в приемнике); *ЛБ* — линейный блок; *ФСС* — формирователь синхронизирующего сигнала; *БМ* — блок масштабирования; *Р* — регистр; *Дш* — дешифратор; *ВСС* — выделитель синхронизирующего сигнала

§ 13.5. Частотные системы переменного тока

Принцип действия частотных систем телеизмерения основан на том, что измеряемая величина изменяет (модулирует) частоту переменного тока, передаваемого по линии связи. На приеме частота сигнала измеряется частотомерами или другими устройствами, проградуированными в единицах измеряемой величины. Частотно-модулированные колебания обладают высокой помехозащищенностью, и изменение параметров линии связи практически не создает погрешности, поэтому частотные системы могут осуществлять передачу на дальние расстояния. Измеряемая величина изменяет (модулирует) частоту переменного тока в определенных пределах. Например, нуль измеряемой величины передается частотой $f_{min} = 1000$ Гц, а ее максимум $f_{max} = 1100$ Гц. Занимаемая полоса частот $\Delta F = f_{max} - f_{min} = 100$Гц.

Отношение $\lambda = f_{max}/f_{min} = 1100/1000 = 1{,}1$ представляет собой коэффициент, характеризующий изменение частоты в линии связи. Величина λ оказывает большое влияние на точность телеизмерения. Действительно, при отклонении частоты генератора на ± 1 % частота f изменяется на 11 Гц. По отношению к передаваемой величине такая погрешность составит ± 11 % (11 от 100 Гц), что недопустимо. Для уменьшения этой погрешности необходимо либо повышать стабильность генератора, что всегда представляет трудности, либо увеличивать коэффициент λ.

При $f = 1100$ Гц и $f_{min} = 100$ Гц $\lambda = 11$. Та же нестабильность генератора в 1 % (т. е. 11 Гц) по отношению к $f_{max} - f_{min}$ составит примерно 1 %. Однако такое расширение полосы частот далеко не всегда возможно. Целесообразнее осуществлять передачу в подтональном диапазоне, что значительно уменьшает абсолютное значение полосы пропускания и увеличивает коэффициент λ. Например, при $f_{max} = 40$ Гц и $f_{min} = 20$ Гц $\Delta F = 20$ Гц, $\lambda = 2$ и нестабильность генератора в 1 % (0,4 Гц) составит всего 2 % от 20 Гц.

Преобразователи измеряемой величины в частоту переменного тока. В емкостных преобразователях прибор, измеряющий передаваемую величину, соединен с переменным конденсатором (рис. 13.21, *а*). При изменении показаний прибора поворачивается ротор конденсатора, включенного в схему генератора, и тем самым изменяется частота генератора переменного тока (осуществляется частотная модуляция). Однако для такого преобразования необходимо, чтобы измеряемая величина обладала большим вращающим моментом. Более простые решения получаются при использовании варикапов.

Управление частотой генератора может осуществляться током, пропорциональным измеряемой величине (рис. 13.21, *б*), который протекает через обмотку w_1 дросселя насыщения. Ток управления (подмагничивания) I_y, изменяя магнитную проницаемость сердечника, изменяет индуктивность обмотки w_2, а значит, и индуктивность колебательного контура *LC*-генератора. Вследствие того что модуляционная характеристика (зависимость частоты генератора от тока управления) не обладает достаточной стабильностью и имеет отклонение от линейности, этот преобразователь не является оптимальным. Поэтому кроме прямого управления частотой генератора применяют частотные преобразователи с отрицатель-

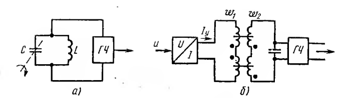


Рис. 13.21. Преобразователи измеряемой величины в частоту переменного тока:
а — емкостный; *б* — индуктивный; *ГЧ* — генератор частоты

ной обратной связью по частоте, аналогичные представленному на рис. 13.3, *в*, что позволяет существенно уменьшить погрешность от нестабильности генератора.

Использование *RC*-генераторов, в которых частота модулируется изменением значения емкости или сопротивления, дает наиболее простое решение. Однако *RC*-генераторы уступают *LC*-генераторам в отношении стабильности частоты, которая в основном зависит от изменения температуры окружающей среды.

Приемники частотных систем переменного тока. Задачи этих приемников заключаются в выделении из частотно-модулированного сигнала передаваемой величины и воспроизведения ее на выходном приборе. Приемные устройства выполняются либо в виде конденсаторных частотомеров, которые в принципе ничем не отличаются от таких же для частотно-импульсных систем, либо в виде частотных детекторов (один из которых был рассмотрен в гл. 4), в которых изменение частоты сигнала преобразуется в соответствующее изменение его амплитуды. Кроме аналоговых приемников, в которых частота преобразуется в постоянный ток, существуют цифровые приемники. Они позволяют осуществлять удобную форму цифрового отсчета и при необходимости вводить полученные данные в вычислительную машину.

Для получения цифровой формы отсчета используют различные методы. Наиболее простым является добавление к аналоговому приемнику аналого-цифрового преобразователя. Этот метод не обеспечивает достаточной точности измерения частоты, так как погрешность складывается из погрешностей аналогового и цифрового преобразователей. Более совершенным методом является кодирование частоты в преобразователях последовательного счета, подобных изображенному на рис. 13.14. Разница лишь в том, что на ключ, открываемый на определенный промежуток времени *T*, должны поступать полуволны модулированных синусоидальных колебаний. Счетное устройство может быть проградуировано в единицах частоты.

Погрешность таких частотомеров

$$\delta \approx 1/(fT). \qquad (13.18)$$

Из выражения (13.18) следует, что для уменьшения погрешности счет периодов частоты должен производиться в течение возможно более длительного промежутка времени *T*. Так, если $f = 40$ Гц, а $\delta = 0{,}3$ %, то время

установления показаний частотомера составит примерно 8 с. Увеличение быстродействия цифрового приемника для низкочастотных устройств достигается предварительным умножением частоты, подаваемой на вход частотомера.

§ 13.6. Многоканальные телеизмерения

В случае необходимости передачи с одного пункта многих телеизмерений для экономии линии связи применяют многоканальные (многократные) телеизмерения, которые выполняются по принципу временно́го или частотного разделения сигналов.

На рис. 13.22, *а* приведена структурная схема многоканальной системы телеизмерения с частотным разделением сигналов. Измеряемые величины $x_1 - x_n$ преобразуются с помощью первичных преобразователей (датчиков) $ПП_1 - ПП_n$ в электрические величины. Эти сигналы управляют модуляторами $М_1 - М_n$, на которые подаются с генераторов $Г_1 - Г_n$ несущие колебания с частотами $f_1 - f_n$. В модуляторах осуществляется один из видов модуляции, рассмотренный в гл. 4. Далее сигналы усиливаются и поступают в линию связи. После повторного усиления на приемной стороне сигналы разделяются фильтрами $Ф_1 - Ф_n$ и поступают на демодуля-

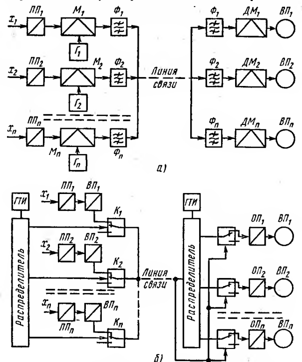


Рис. 13.22. Структурные схемы многоканальных систем телеизмерения:
а — с частотным разделением сигналов; *б* — с временным разделением сигналов

торы $ДМ_1 — ДМ_n$, где происходит выделение первичных сигналов и их регистрация на выходных приборах.

Существует несколько способов многоканальных телеизмерений с временны́м разделением сигналов. На рис. 13.22, *б* представлен один из них. Распределитель поочередно на определенный промежуток времени подключает каждый из первичных преобразователей $ПП_1 — ПП_n$ с помощью ключей $K_1 — K_n$ к линии связи. На приеме сигналы через ключи поступают на обратные преобразователи *ОП* и выходные приборы *ВП*. При такой схеме можно передавать не модулированные по высокой частоте импульсные телеизмерения. При использовании импульсных систем телеизмерения с вторичной модуляцией (АМ, ЧМ) сигналы с ключей $K_1 — K_n$ подаются на модулятор. На приеме требуется наличие демодулятора.

Сравнение систем многоканальных телеизмерений. Как ясно из изложенного, в основе многоканальных телеизмерений лежат одноканальные системы телеизмерений, добавляются либо общие узлы (распределители, ключи при временно́м разделении сигналов), либо дополнительные устройства (фильтры, генераторы, демодуляторы, модуляторы при частотном разделении сигналов). В многоканальных системах ТИ передача сообщений происходит непрерывно: при частотном разделении сигналов передачи во всех каналах происходят одновременно, а при временно́м за один цикл передаются все телеизмерения. Такая одновременность передачи может вызвать взаимное влияние канала на канал, т. е. переходные искажения. Однако, как было показано в гл. 11, правильный выбор полосы пропускания частот дает возможность при временно́м разделении сигналов передавать практически любое число ТИ.

При частотном разделении борьба с искажениями по соседнему каналу (переходными искажениями) заключается в улучшении характеристик фильтров и разносе поднесущих частот. Однако последнее приводит к уменьшению числа передаваемых сообщений в выделенной полосе частот. Значительно труднее бороться при частотном разделении сигналов с перекрестными искажениями. Согласно уравнению (4.11), в процессе детектирования при прохождении сигналов через нелинейный элемент (им может быть обычный усилитель с нелинейной характеристикой) образуются дополнительные гармоники. Частоты этих гармоник могут совпадать с частотами полезных сигналов, и с помощью фильтров от них невозможно избавиться.

Поскольку при передаче сигналы проходят через нелинейные элементы не только при детектировании и одновременно передается много частот, возникает большое количество дополнительных гармоник. Некоторые из вновь образованных частот могут совпасть с резонансными частотами приемных фильтров какого-либо канала и вызвать искажения в передаче. Такие меры борьбы с перекрестными помехами, как обеспечение линейности всех элементов системы, увеличение защитных интервалов между частотами, нередко технически трудно осуществимы. Одной из мер борьбы является также уменьшение числа передаваемых телеизмерений, что снижает возможность использования частотного способа разделения сигналов для многоканальных телеизмерений. Поэтому многоканальные телеизмерения выполняются главным образом с временны́м разделением сигналов, особенно при передаче по проводным линиям связи, где исполь-

зуемая полоса частот ограничена. Система с временны́м разделением сигналов содержит меньше аппаратуры отдельных каналов по сравнению с частотной.

§ 13.7. Ретрансляция телеизмерений

Как указывалось в гл. 11, при иерархическом управлении необходима передача информации от одной ступени (одного уровня) к другой (другому уровню). Такой сбор и передача информации (в том числе телеизмеряемых величин) имеется в телемеханических системах, обслуживающих такие отрасли промышленности, как нефтепромыслы, энергетика и др.

При передаче телеизмерений с одного уровня на другой, т. е. при их ретрансляции, для уменьшения суммарной погрешности ретрансляцию нужно осуществлять в кодовой форме. Это позволяет устранить дополнительные погрешности, вызванные преобразованиями аналоговых величин в код и обратно в местах ретрансляций.

На рис. 13.23 представлены структурные схемы двух кодоимпульсных систем телеизмерений первого (нижнего) и второго уровней, передающих телеизмеряемые величины на центральный диспетчерский пункт (ЦДП), т. е. на верхний уровень. Системы телеизмерений показаны упрощенно, лишь для понимания сущности ретрансляции (каждую из них следовало

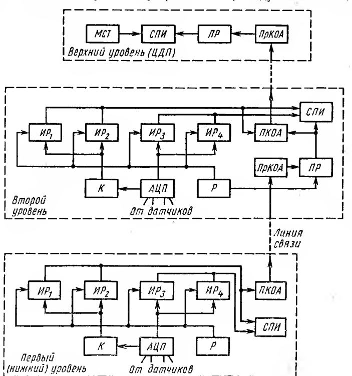


Рис. 13.23. Структурная схема ретрансляции телеизмерений

бы изобразить, как на рис. 13.20). Будем считать, что в каждой системе информация снимается с четырех датчиков. Измеряемые величины поочередно подключаются коммутатором (здесь не указан, см. рис. 13.20) к АЦП, который преобразует аналоговые величины в обычный двоичный код. Предположим, что требуется ретранслировать измеряемые величины с первых двух датчиков. Для повышения помехоустойчивости при передаче по линии связи двоичный код этих телеизмерений в кодере K преобразуется в помехозащищенный код и записывается в индивидуальных регистрах $ИР_1$, $ИР_2$. Двоичные коды с двух последующих датчиков записываются непосредственно в регистрах $ИР_3$, $ИР_4$. Коды со всех четырех регистров поступают на средства представления информации *СПИ*, где они воспроизводятся в аналоговой и цифровой формах и при необходимости регистрируются.

Кодовые комбинации с первых двух регистров считываются распределителем P и поступают на передатчик каналообразующей аппаратуры *ПКОА*, где они формируются, усиливаются и модулируются, а затем передаются по линии связи. Информация с первого уровня принимается приемником каналообразующей аппаратуры *ПрКОА* второго уровня. Кодовые комбинации записываются на приемный регистр *ПР* и в случае необходимости подаются на средства представления информации *СПИ* вместе с измеряемыми величинами второго уровня. Одновременно кодовые комбинации двух измеряемых величин, поступившие с первого уровня вместе с кодовыми комбинациями с регистров $ИР_1$, $ИР_2$ второго уровня, считываются распределителем и подаются через *ПКОА* в линию связи.

В ЦДП принятые кодовые комбинации после соответствующих преобразований поступают на средства представления информации. Если верхний уровень обслуживается местной системой телемеханики *МСТ*, то данные с нее также обрабатываются и представляются диспетчеру.

§ 13.8. Адаптивные телеизмерительные системы

В начале главы указывалось, что наиболее совершенными являются телеизмерительные системы, которые сводят к минимуму передачу избыточной информации. Для этого режим их работы должен приспосабливаться (адаптироваться) в первую очередь к характеристикам передаваемых сигналов.

К простейшим методам исключения передачи избыточных сообщений относится выбор вида модуляции, соответствующего передаваемому сообщению. Так, если сообщение на значительных отрезках времени не изменяется, то целесообразно использовать $\lambda\Delta$- или разностно-дискретную модуляцию. Например, из рис. 4.16 следует, что передача импульсов в течение каждого интервала не принесет новой информации и будет загружать канал связи. Поэтому сигналы передаются лишь в моменты измерения сообщения, позволяя тем самым снизить частоту передачи, а значит, увеличить их длительность и соответственно уменьшить полосу частот, необходимую для передачи по каналу связи.

Вместо термина «уменьшение избыточной информации» пользуются термином «сжатие данных». Среди методов построения систем со сжатием данных наиболее разработанным является метод сокращения числа пере-

даваемых координат измеряемого сообщения. На рис. 2.3 сплошными линиями показано осуществление квантования по времени с постоянным шагом Δt, т. е. замена непрерывной функции ступенчатой функцией $\lambda'(t)$. Такая замена в некоторых интервалах времени дает излишне большую точность передачи, превышающую заданную погрешность квантования $\pm\Delta_з$, что делает передачу значений функции в эти интервалы нецелесообразной. С другой стороны, выбранный шаг квантования оказывается недостаточным для получения заданной погрешности в моменты крутого нарастания функции. Например, на участке кривой *6—8* погрешность $-\Delta_{max} > -\Delta_з$. На том же рисунке показано, как измеряемая величина $\lambda(t)$ аппроксимируется ступенчатой функцией $\lambda''(t)$ в соответствии с принятым критерием наибольшего отклонения:

$$\varepsilon_{max} = \lambda(t) - \lambda''(t). \tag{13.19}$$

В моменты, когда погрешность аппроксимации ε достигает максимально допустимого значения $\varepsilon_д$, но не превышает его, передаются ординаты $\lambda''(t)$ в моменты времени t_1', t_2', t_3' (изображены пунктиром) и т. д. Системы, построенные по такому принципу, называют системами с адаптивной дискретизацией. В них интервал Δt адаптируется (приспосабливается) к характеру изменения сообщения. Происходит своеобразное квантование по времени (дискретизация) с переменным шагом квантования $\Delta t_1'$, $\Delta t_2'$, $\Delta t_3'$ и т. д.

В адаптивных системах уменьшается передача избыточной информации (на рис. 2.3 значения ординат в точках *2, 3, 4* не передаются) и одновременно увеличивается точность передачи. Так, на участке кривой *6—7* происходит передача не двух ординат в точках *6* и *7* при образовании функции $\lambda'(t)$, а четырех [пунктирные ординаты при образовании функции $\lambda''(t)$].

Интервал дискретизации Δt_i, при котором погрешность аппроксимации $\varepsilon(t)$ не превышает заданного значения $\varepsilon_д$, определяется адаптивным временны́м дискретизатором (АВД), а значение текущей погрешности аппроксимации — преобразователем погрешности аппроксимации (ППА). Оба эти устройства называют анализаторами активности сигналов (ААС).

Упрощенная структурная схема одного из вариантов ААС представлена на рис. 13.24. После определения параметров измеряемой величины (блок *ОПИВ*) в блоке *ФСФ* формируется ступенчатая функция $\lambda'(t)$ и ее параметры сравниваются с параметрами функции $\lambda(t)$ в схеме сравнения *СС*, на выходе которой образуется сигнал погрешности аппроксимации $\varepsilon(t)$. Этот сигнал подается на нуль-орган, на который поступает также заданная погрешность аппроксимации $\varepsilon_д$. При достижении условия $\varepsilon(t) = \varepsilon_д$ с нуль-органа поступает на ключ сигнал, означающий окончание интервала дискретизации Δt_i. По желанию на выходе можно получить значение ординат $\lambda(t)$ или ступенчатой функции $\lambda''(t)$.

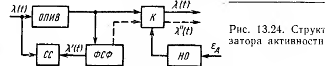


Рис. 13.24. Структурная схема анализатора активности сигналов

На рис. 13.25 приведена структурная схема передающей части многоканальной системы телеизмерения с адаптивной дискретизацией. Передаваемые измеряемые величины после датчиков *Д* анализируются блоками адаптивных временны́х дискретизаторов *АВД*. При достижении в каком-либо канале заданного значения погрешности $\varepsilon_д$ на выходе соответствующего *АВД* появляется сигнал *1*, который поступает на один из элементов $И_1' - И_n'$. Генератор *ГТИ* через открытую схему запуска *СЗ* переключает распределитель, импульсы с которого поступают на элементы $И_1' - И_n'$. Сигнал с *АВД* открывает соответствующий элемент $И'$, сигнал 1 с которого, в свою очередь, открывает ключ *К*.

С датчика начинает поступать на АЦП сигнал, пропорциональный измеряемой величине. Одновременно сигнал с элемента $И'$ через сборку ИЛИ закрывает *СЗ*, импульсы с *ГТИ* перестают подаваться на распределитель, и он останавливается. В АЦП сигнал с датчика преобразуется в параллельный код, соответствующий параметрам данной измеряемой величины. После преобразования в блоке считывания *БС* параллельного кода в последовательный происходит считывание кода в линию связи. По окончании считывания кода импульс с *БС* открывает *СЗ*, в результате чего начинает переключаться распределитель. Одновременно импульс с *БС* поступает на элементы $И_1 - И_n$ и сигнал с одного из них сбрасывает соответствующий *АВД* в исходное состояние, подготавливая его к выявлению очередной ординаты измеряемой величины.

Что касается приемной части адаптивной системы телеизмерения, то она мало отличается от обычной кодоимпульсной многоканальной системы ТИ.

Еще один метод построения адаптивной системы телеизмерения рассматривается в гл. 16.

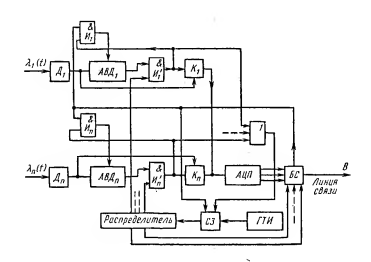


Рис. 13.25. Структурная схема передающей части многоканальной адаптивной системы

Контрольные вопросы

1. Дайте определение телеизмерения.
2. Дайте определение телеизмерения по вызову.
3. Дайте определения ТИТ и ТИИ.
4. В чем сущность телеизмерения?
5. Каково главное требование, предъявляемое к системам телеизмерения?
6. Дайте определение погрешности? Как ее определяют?
7. Какие существуют классы точности каналов телеизмерения?
8. Какие виды погрешностей Вы знаете?
9. Расскажите о суммировании измеряемых величин.
10. Дайте классификацию систем телеизмерения по различным признакам.
11 Чем объясняется повышенная помехоустойчивость импульсных систем телеизмерения?
12. Какие существуют преобразователи измеряемых величин в частоту импульсов?
13. Опишите принцип действия конденсаторного частотомера.
14. Опишите работу схем на рис. 13.6 и 13.7.
15. В чем заключается погрешность времяимпульсных ТИ и как ее избежать?
16. Изложите методы преобразования измеряемой величины в длительность импульса.
17. На каком принципе выполняются приемники времяимпульсных ТИ?
18. Какими преимуществами обладают кодоимпульсные системы ТИ?
19. Расскажите о методах преобразования перемещений в код.
20. Объясните работу схемы на рис. 13.10.
21 Перечислите методы преобразования электрических величин в код с промежуточным параметром.
22. Объясните работу схемы рис. 13.12, *а* и 13.13.
23. Перечислите методы непосредственного преобразования напряжения в код.
24. Объясните работу схемы рис. 13.14, *а*.
25. Проследите по схеме рис. 13.15 преобразование в код напряжения 25 В
26. По какому принципу строят ЦАП?
27. Если преобразуется в напряжение кодовая комбинация 1011 по схеме рис. 13.16, *а*, то какая часть эталонного напряжения будет снята при замыкании ключей младшего и старшего разрядов?
28. То же, для схемы рис. 13.16, *б*.
29. Зачем нужно масштабирование и как его выполняют?
30. Нужно ли масштабирование при воспроизведении аналоговых величин?
31 Объясните работу схемы рис. 13.20.
32. Из каких соображений выбирают диапазон частот для передачи информации в частотных системах ТИ переменного тока?
33. Назовите преобразователи измеряемой величины в частоту переменного тока.
34. Какие приемники частотно-модулированных сигналов Вы знаете?
35. Какие методы многоканальных телеизмерений Вы знаете?
36. Объясните работу схем рис. 13.22.
37. Как осуществляется ретрансляция телеизмерений?
38. В чем смысл термина «сжатие данных»?
39. Какие модуляции целесообразно применять для сжатия данных?
40. Что такое адаптивный временной дискретизатор?
41. Что такое преобразователь погрешности аппроксимации?
42. Как работает схема рис. 13.24?
43. Как работает схема рис. 13.25?

Глава 14. Представление информации в системах телемеханики

Под представлением информации понимают преобразование телемеханических сигналов в форму, удобную для использования их человеком. Представление информации осуществляется различными методами и средствами. Их классификация дана на рис. 14.1, из которого следует, что представление информации может осуществляться в очень широком диапазоне — от звуковых акустических сигналов до записи сообщений с помощью регистрирующих аппаратов.

Далее представление информации будет условно разделено на воспроизведение информации, т. е. на информацию, представляемую диспетчеру для зрительного и слухового восприятия, и регистрацию, т. е. на информацию, представляемую диспетчеру в виде документальной записи и рассчитанную на длительное хранение.

§ 14.1. Методы представления информации

Методы воспроизведения информации. Воспроизведение информации осуществляется с помощью сигналов и символов тремя методами (рис. 14.1): акустическим, визуальным и осязательным. Наиболее распространенным является визуальный метод. Применяется и акустический метод, при котором внимание диспетчера привлекается звонком, сиреной или записанным на магнитофон голосом, сигнализирующим об изменении параметров управляемых или контролируемых объектов. Значительно реже используют осязательный (механический) метод, при котором диспетчер по положению рукоятки либо изменению формы или местонахождения органов управления определяет возможные нарушения в системе контроля и управления.

Визуальные символы подразделяют на четыре группы. Так, по геометрическим символам определяют изменение параметра путем измерения расстояния между двумя точками, длины отрезка или кривой и т. п. К знаковым символам относятся различные геометрические фигуры, а также цифры и буквы, которые записываются в цифровой, словарной и телеграфной (точки, тире) формах. Шкальные символы образуются сочетанием геометрических и знаковых символов. Изменение цвета или яркости какого-либо вещества является свойством физического символа.

Для повышения эффективности при управлении производственным процессом необходимо иметь большое количество разнообразной информации о протекании этого процесса. Это приводит зачастую к сосредоточению огромного числа измерительной, сигнализирующей, регистрирующей и иной аппаратуры, а также органов управления в руках диспетчера. В целях наилучшего использования информации для оперативного управления к аппаратуре представления информации и управления предъявляют ряд требований. К числу главных из них относят удобство расположения аппаратуры возле диспетчера, позволяющее ему следить за изменениями параметров измеряемых величин и быстро реаги-

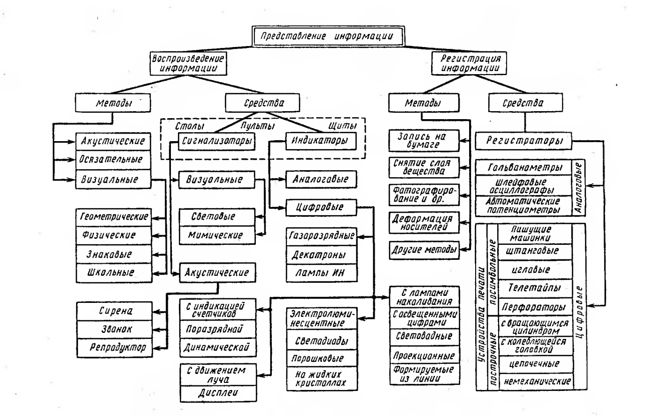


Рис. 14.1 Классификация методов и средств представления информации

ровать на них. Для этого приборы должны иметь определенные габариты и правильную компоновку на щите и пульте. Надписи на приборах и их окраска должны позволять быстро и без погрешностей считывать полученную информацию. Рабочее место диспетчера, расположение, габариты и окраска аппаратуры измерения, контроля и управления должны быть такими, чтобы диспетчер как можно меньше уставал при работе, что позволяет свести к минимуму возможные ошибки в его действиях. Для этого при проектировании рабочего места диспетчера учитывают также психофизиологические возможности человека, которые накладывают определенные ограничения на восприятие информации и реализацию воздействий.

Изучением методов и средств, позволяющих с учетом психофизиологических возможностей человека создать наиболее совершенные орудия труда, занимается инженерная психология. Вопросы инженерной психологии входят в более широкий круг проблем эргономики, изучающей трудовые процессы с целью создания наиболее совершенных условий труда, которые способствуют повышению производительности труда и обеспечивают работающему минимум расхода сил.

Инженерная психология занимается изучением ряда проблем, касающихся автоматизации производственных процессов, например систем «человек и машина», «человек и автомат». Большое количество практических рекомендаций получено при исследовании восприятия человеком лицевых частей указывающих приборов и панелей, способов их размещения, размера и цвета надписей и т. п. Некоторые из этих рекомендаций связаны с тем, что пропускная способность человека равна 700—2000 бит/ч. Однако практическая реализация пропускной способности более 400—600 бит/ч едва ли возможна, так как после получения информации диспетчеру необходимо время для принятия решения. Ограниченная пропускная способность подчеркивает необходимость отсеивания избыточной информации во избежание перегрузки диспетчера. Основная информация, поступающая диспетчеру, должна представляться в обработанном виде, чтобы избавить его от излишних вычислений.

К основным рекомендациям, облегчающим работу диспетчера, относятся следующие:

1) размеры помещения, в котором расположены органы управления, и аппаратура контроля не должны быть излишне малыми, так как в тесном помещении человек устает быстрее;

2) показывающие приборы с наиболее важными показаниями должны быть расположены перед глазами на средней части панели, т. е. занимать наиболее выгодное положение;

3) приборы контроля и органы управления должны быть размещены относительно диспетчера так, чтобы все часто выполняемые операции осуществлялись сознательно, а операции, необходимость в которых возникла внезапно,— рефлекторно;

4) органы управления и аппаратуру контроля необходимо группировать на панели по их назначению;

5) органы управления и соответствующая им аппаратура контроля должны быть максимально сближены;

6) наилучшим является размещение приборов по горизонтали, так как движение глаз в этом направлении более эффективно, чем по вертикали;

7) следует учитывать особенности человеческого зрения: а) периферическое зрение для каждого глаза составляет 140—160° по горизонтали, 50°— по вертикали выше горизонтальной оси и 80°— ниже ее; б) средний интервал времени, необходи-

мый для фокусировки глаз на новую точку, составляет 167 мс; в) при слабой освещенности или при восприятии периферией глаза прямоугольники и треугольники различаются лучше, чем многоугольники и круги; прямые линии — лучше, чем кривые; г) наибольшей видимостью обладают предметы, окрашенные в красный цвет, затем в зеленый, янтарно-желтый и синий; д) кажущаяся яркость света, излучаемого сигнальной лампой, должна быть примерно в два раза выше яркости света в окружающем помещении; е) одновременно человек может воспринимать около восьми объектов;

8) написание цифр на визуальных индикаторах должно отвечать требованиям, вытекающим из особенностей человеческого зрения: а) средняя продолжительность восприятия цифрового текста составляет 0,25—0,3 с в том случае, если все цифры одновременно попадают на сетчатку глаза; б) для визуального отсчета скорость смены показаний не должна быть более трех в 1 с; для непрерывно движущихся чисел скорость не должна превышать двух чисел в 1 с; в) цифры и буквы при считывании их днем нужно наносить: в светлом помещении — черным цветом на желтый или белый фон, в темном помещении — светлым на темный фон. При считывании ночью цифры наносят красным цветом на черный фон; г) расстояние между цифрами не должно превышать половины их высоты; д) цифры должны иметь отношение высоты к ширине 3:2; е) прямоугольные цифры дают меньше ошибок при считывании, чем округлые; ж) следует учитывать зависимость времени считывания от угловых размеров (угол зрения глаза); цифры показывают, что оптимальная высота одного знака соответствует 0,5°. Время восприятия знаков меньших размеров значительно больше 0,3 с. Чрезмерное увеличение цифр не уменьшает времени считывания, так как изображение выходит из области центрального зрения. Поэтому размер цифр должен соответствовать их удалению от глаз диспетчера. Например, рекомендуются такие размеры цифр в зависимости от их расстояния от глаз диспетчера: 7 мм — 1 м, 13 мм — 2 м, 20 мм — 3 м, 25 мм — 4 м, 30 мм — 5 м, 35 мм — 6 м и 40 мм — 7 м. При этом дается допуск примерно на 15 % в сторону уменьшения цифр и на 25 % в сторону их увеличения. Кроме того, чем больше размеры цифр, тем меньше можно заботиться об освещении помещения и цвете фона;

9) имеются рекомендации по привлечению внимания диспетчера к аварийным сигналам, а именно: а) включение соответствующих сигнальных ламп с мигающим светом. При этом оптимальная частота мигания сигнализаторов равна 8—9 Гц; б) освещение лишь той части схемы, которая соответствует аварийному агрегату; в) подсветка только тех приборов, на которые диспетчер должен обратить внимание; г) включение звукового сигнала. При этом уровень звука не должен превышать 120 дБ.

Методы регистрации информации. При регистрации информация, поступающая в виде сигналов, преобразуется в форму, удобную для приведения в действие регистрирующих органов, и наносится на материал (носитель). Способ регистрации и тип носителя зависят от дальнейшего использования информации, так как она может предназначаться для чтения человеком или ввода в ЭВМ.

Приведем основные методы регистрации [33]:

1) нанесение слоя вещества на бумагу. Это регистрация на бумаге карандашом, чернилами (пером или струей распыленных чернил) либо металлическим стержнем через копировальную бумагу или ленту разных цветов (печатание на пишущей машинке);

2) снятие слоя вещества резцом, иглой, стержнем, струей твердых частиц или нагретого воздуха. Для этого стекло, металл, целлулоид или бумагу покрывают слоем воска, парафина, сажи, краски либо смесью этих компонентов;

3) изменение качества вещества носителя. Для этого бумагу пропитывают химическим составом;

4) использование метода фотографии, при котором засвечивается светочувствительная бумага. Существуют и другие методы: электромагнитный с записью на магнитной пленке, радиографический с записью на светочувствительной бумаге, пленке или пластинке с помощью α-, β- и γ-частиц радиоактивного вещества и др.

Регистрация может быть обратимой и необратимой. Пример обратимой регистрации — это когда носитель можно использовать несколько раз (запись на магнитофонной ленте).

Существует два вида регистрации:

1) аналоговая, при которой непрерывное изменение измеряемой величины воспроизводится различными методами на движущемся с постоянной скоростью носителе, обычно на бумаге. Используются запись шлейфовым осциллографом на ленте, фотографическая запись изображений с экрана электронно-лучевого осциллографа, магнитная запись и т. п.;

2) цифровая, при которой данные представляются в цифровых значениях в единицах измеряемой величины (абсолютные величины) или в процентах от номинального значения (относительные величины)

§ 14.2. Средства воспроизведения информации

Средства воспроизведения информации делятся на сигнализаторы и индикаторы (рис. 14.1). Они располагаются на диспетчерском щите, пульте или столе, о которых будет сказано позже.

Сигнализаторы информируют диспетчера об изменении состояния объекта, о прохождении команд или о неисправности системы.

Индикаторы указывают на значения телеизмеряемых величин, воспроизводят данные производственно-статистической информации и другие параметры. Различают цифровые и аналоговые индикаторы. Последние представляют собой различные приборы, в основном стрелочные. Значительно разнообразнее и сложнее цифровые индикаторы, которые и будут рассмотрены далее.

Аппаратура сигнализации довольно проста (лампы накаливания или газоразрядные звонки, сирены, громкоговорители и т. п.), и на ней вряд ли целесообразно останавливаться. О самой сигнализации (в том числе о квитировании) и о методах ее осуществления подробно говорилось в гл. 11 и 12.

Цифровые индикаторы

Визуальная информация может быть представлена диспетчеру в виде аналоговой величины на показывающем электроизмерительном приборе или в виде цифр на цифровом индикаторе [3, 17].

Аналоговый способ отсчета позволяет воспроизвести непрерывное множество значений измеряемого параметра, тогда как цифровой — конечное число его значений. Практически вследствие погрешностей различаемое число значений параметра при аналоговом способе так же конечно, как и при цифровом. Поскольку электроизмерительные приборы достаточ-

но известны, будем рассматривать цифровые индикаторы. Если в аналоговых приборах диспетчер вынужден по стрелке прибора дополнительно производить отсчет измеряемой величины, то при цифровом отсчете никаких дополнительных операций не требуется.

Цифровой способ отсчета получает все более широкое распространение из-за следующих преимуществ: 1) быстроты считывания, так как реакция диспетчера на цифры быстрее, чем на другие виды показаний; 2) большей точности при считывании и суммировании показаний. Проведенные опыты показали, что при цифровом отсчете ошибки при считывании составляют 0,5 %, при считывании со стрелочного прибора с круглой шкалой — 10,9 %, с полукруглой шкалой — 16 %, с горизонтальной шкалой — 27,5 % и с вертикальной шкалой — 35,5 %. Заметим, что ошибки при считывании со шкальных стрелочных приборов возникают за счет неточного деления на шкалах и параллакса; 3) возможности уменьшения размеров приборов и щитов, на которых располагаются индикаторы, так как сам по себе цифровой индикатор может быть меньше стрелочного прибора, габариты которого приходится увеличивать для получения большей точности считывания; 4) возможности непосредственного ввода данных в вычислительную машину; 5) простоты реализации схемы воспроизведения информации (мнемосхем) и ее регистрации.

В то же время при часто изменяющихся параметрах цифровые индикаторы из-за мелькания цифр мало пригодны. В этом случае целесообразно применять способы аналогового либо упрощенного цифрового отсчета, при котором стрелками или цветом указывается направление изменения величины. Как правило, цифровой отсчет производится в десятичной системе счисления.

По способу получения цифрового отсчета и возбуждения излучения цифровые индикаторы можно разделить на пять групп: 1) с лампами накаливания; 2) газоразрядные; 3) электролюминесцентные; 4) с движением луча; 5) с индикацией разрядов счетчика.

Индикаторы с лампами накаливания. Главное преимущество этих индикаторов — их высокая яркость. Кроме того, они просты в эксплуатации и хорошо противостоят механическим и климатическим воздействиям. Используя светофильтры, можно получить цветную индикацию. Срок службы нити накаливания невелик при относительно большом потреблении энергии. Так, сигнальная лампа накаливания типа МН требует напряжения $U_{ном}$ до 36 В при токе $I_{ном}$ до 0,54 А. Средняя продолжительность горения этих ламп до 1000 ч. Однако сейчас выпускаются специальные индикаторные лампы накаливания, имеющие срок службы до 15 000 ч при максимальной скорости индикации 15—20 знаков/с.

Индикаторы с освещенными цифрами. Пример такого индикатора на три разряда приведен на рис. 14.2. Блок каждого разряда расположен вертикально; за каждой цифрой располагается лампочка, которая загорается при поступлении

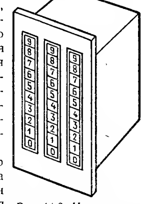


Рис. 14.2. Индикатор с освещенными цифрами

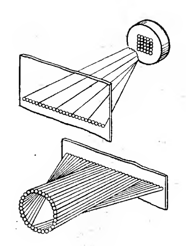


Рис. 14.3. Формирование цифр из элементов волоконной оптики

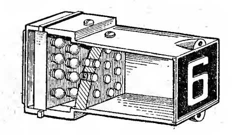


Рис. 14.4. Проекционное табло

соответствующего импульса и освещает цифру. Считывание (за исключением чисел с одинаковыми цифрами, например 222) происходит на разной высоте, что неудобно.

Световодные индикаторы. Светопроводы из тонких нитей (волокон) стекла диаметром до 50 мкм укладывают в жгуты так, чтобы их концы образовывали на одной стороне форму цифры (рис. 14.3). Каждое волокно для предотвращения рассеяния света покрывают тонким слоем стекла с более низким показателем преломления. Подсвечивая нити с той стороны, где они расположены горизонтально, на другом конце получают изображение цифры. Для каждого разряда необходимо 10 таких жгутов.

Проекционные цифровые индикаторы с общим экраном. Такой индикатор с оптической проекцией показан на рис. 14.4. В нем цифры с одной или нескольких декад могут поочередно воспроизводиться на общем экране. Цифры проецируются через увеличивающую оптическую систему на темном матовом стекле. Качество воспроизведения цифр высокое. Для блока одного разряда необходимы 10 оптических систем и 10 лампочек, которые загораются поочередно от приходящих импульсов. Высота цифр выполняется в пределах 15—50 мм.

Цифросинтезирующие индикаторы из линий (рис. 14.5). В простейшем случае цифры в таких индикаторах выполняются из линий (полосок), освещаемых на просвет лампами накаливания, которых нужно не менее 7—9 (для лучшей конфигурации цифры) в зависимости от числа полос, идущих на построение цифры (рис. 14.5, *а*, *б*).

На рис. 14.5, *д*, *е* представлены накальные индикаторы: знаковые (*д*) и цифровые (*е*). Знаки и цифры синтезируются из прямых отрезков вольфрамовых нитей накаливания. Эти индикаторы работают так, что температура нагрева нитей накаливания не превышает 1250 °С вместо 2500 °С в обычных осветительных лампах. Такой режим обеспечивает достаточную яркость и большую долговечность индикаторов (10 000 ч). Промышленностью выпускаются семисегментные цифровые накальные индикаторы ИВ9, ИВ13, ИВ16, позволяющие кроме цифр высвечивать буквы А, Б, Г, Е, З, Н, О, П, Р, С, У. Знаковые индикаторы ИВ10 и ИВ14

высвечивают цифру 1 и знаки «+» и «—». Накальные индикаторы работают при напряжении 3—6 В, потребляя постоянный ток 19—36 мА.

На рис. 14.6 приведена схема включения одного разряда цифровой индикации. Так как цифра состоит из семи элементов, освещаемых семью лампами, то если с дешифратора поступает десятичный код, его следует преобразовать в семисегментный код. На рис. 14.6 представлены два метода индикации: зажигания и гашения ламп. При зажигании ламп правая матрица исключается и лампы при отсутствии информации погашены. При выборе дешифратором вертикальной шины *0* он подключает к ней минус источника питания, который через диоды $Д_1$ — $Д_6$ зажигает все лампы, кроме четвертой. При выборе шины *1* диоды $Д_7$ и $Д_8$ включают лампы $Л_3$ и $Л_6$.

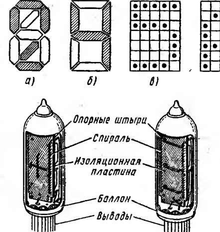


Рис. 14.5. Формирование алфавитно-цифровых знаков:
а, б — из отдельных полосок; *в, г* — из точек; *д, е* — индикаторы накаливания

При индикации по методу гашения все лампы горят и для воспроизведения необходимой цифры некоторые из них нужно погасить (левая матрица на рис. 14.6 при этом исключается). Когда дешифратор не подключает минус ни к одной из вертикальных шин, ток от плюса источника питания (земля) протекает через лампы и резисторы к минусу источника питания *E*. При выборе дешифратором вертикальной шины *0'* ток, который проходил через лампу $Л_4$, будет зашунтирован диодом $Д'_1$ и лампа погаснет. При выборе шины *1'* диоды $Д'_2$ — $Д'_6$ зашунтируют все лампы, кроме $Л_3$ и $Л_6$.

Индикаторы на цифровых газоразрядных лампах. Существует два типа таких ламп. Первый тип — *декатрон, или газоразрядная лампа*, которая объединяет в одном баллоне 30 тиратронов с тлеющим разрядом. В декатроне центральный анод окружен 30 электродами, состоящими из трех групп по 10 электродов в каждой. Индикация счета производится по светящемуся катоду, который возбуждается от приходящих импульсов. У некоторых декатронов в верхнем анодном кольце вырезаны отверстия в форме цифр, через которые наблюдается свечение разряда около катодов. Второй тип — *газоразрядная лампа* ИН, в которой 10 катодов выполнены из нихромовых проволочек, изогнутых в форме цифр от 0 до 9. Все 10 цифр или катодов располагаются на минимальном конструктивно допустимом расстоянии друг от друга (рис. 14.7). В двух местах между ними располагаются два анода: *I* и *II*. При подаче напряжения на анод и один из катодов в лампе возникает тлеющий разряд. Баллон лампы наполнен неоном, поэтому цифра имеет красное свечение и хорошо видна. В зависимости от типа лампы размеры цифр колеблются от 9 до 60 мм.

Имеются лампы, в которых цифры просматриваются не с торца, как

в лампах типа ИН-1, а сбоку, что позволяет увеличить размеры цифр, не увеличивая диаметра баллона лампы.

Газоразрядные индикаторы малогабаритны, потребляют небольшую энергию и обладают высоким быстродействием (до 10 000 знаков/с). Их недостатки — высокое напряжение питания (до 300 В) и невозможность получения большой яркости свечения (для чего нужно пропустить ток много больше 3 мА) без заметного снижения срока службы лампы, обычно равного 5000 ч.

Электролюминесцентные цифровые индикаторы. Эти индикаторы, так же как и индикаторы, изображенные на рис. 14.5, состоят из линий, но основаны они на принципе электролюминесценции — излучения света люминофором (веществом, излучающим свет) под действием переменного тока. Каждая полоска или линия, из которой складывается цифра, представляет собой конденсатор, между электродами которого помещается люминофор.

Индикаторы выполняются на основе предпробойной или инжекционной электролюминесценции. В первых люминофором является порошкообразный сульфат цинка с различными примесями. Сначала на стекло напыляют прозрачный слой металла (один электрод конденсатора), на который наносят люминофор, а затем полосы, составляющие цифру, из тонкого слоя алюминия (второй электрод), не пропускающего свет в сторону стекла (рис. 14.8, *а*). Считывание производится со стороны стекла, на котором темные полосы отражают излучение люминофора, при этом цифры возникают на темном фоне.

Рис. 14.6. Схема включения цифросинтезирующего индикатора из линий

Порошковые индикаторы. Они потребляют небольшую мощность и обладают высоким быстродействием. Их срок службы достигает 5000 ч. Возможно высвечивание разным цветом. Однако они требуют высокого напряжения питания (220 В) повышенной частоты (400—3000 Гц). Перед индикатором помещается дешифратор, включающий столько полосок, сколько необходимо для воспроизведения цифры. Например, при семиэлементном индикаторе цифра 8 воспроизводится всеми семью линиями, а для цифры 4 требуются четыре полоски.

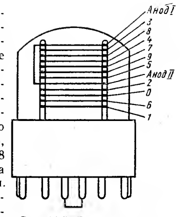


Рис. 14.7. Газоразрядный индикатор типа ИН-1

Существуют также электролюминесцентные пленочные излучатели, отличающиеся от порошковых тем, что люминофором в них является поликристаллическая пленка. Эти индикаторы могут работать и на постоянном токе. Однако они менее экономичны и долговечны.

Светоизлучающие диоды, или светодиоды. Это полупроводниковые приборы, преобразующие электрическую энергию в световое излучение на основе инжекционной электролюминесценции. Свечение возникает, когда электрический ток (постоянный или переменный) проходит через контакт металл—полупроводник или электронно-дырочный переход. При этом в область проводника (арсенида галлия, фосфида индия и др.), прилегающую к контакту или переходу, инжектируются (вводятся) избыточные носители заряда (электроны и дырки) и их рекомбинация сопровождается оптическим излучением. Светодиоды надежны и очень долговечны (срок службы до 100 000 ч). Они имеют высокое быстродействие и потребляют малую мощность, однако обладают недостаточной яркостью. Для хорошей видимости при дневном освещении ток через диод должен иметь значение 5—20 мА. С помощью светодиодов АЛ103 и АЛ304 образуются цифровые индикаторы из отдельных полосок. Для сигнальных индикаторов применяют светодиоды типов КЛ101, АЛ102 и АЛ301. С помощью различных светодиодов можно выполнять матричные индикаторы из точек и шкальные индикаторы.

Индикаторы на жидких кристаллах. Жидкие кристаллы — органические вещества, обладающие неоднородными свойствами (в том числе

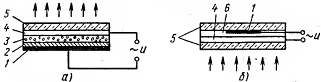


Рис. 14.8. Индикаторы:
а — электролюминесцентный порошковый конденсатор; *б* — индикатор на жидких кристаллах (*1* — металлический непрозрачный электрод; *2* — защитный слой; *3* — люминофор; *4* — металлический прозрачный электрод; *5* — стеклянные пластины; *6* — жидкий кристалл)

оптическими) в различных направлениях. Изменение этих свойств происходит под воздействием магнитного или электрического поля.

Индикатор изготовляют из стеклянной пластины, на поверхность которой наносят токопроводящий прозрачный слой, являющийся одним из электродов (рис. 14.8, *б*). Этот электрод покрывают пленкой из жидкого кристалла. Второй электрод выполняют в виде токопроводящего трафарета цифры, которую нужно воспроизвести, и наносят на внутреннюю сторону второй стеклянной пластины, накладываемой на первую. Если к электродам не приложено напряжение, то свет от внешнего источника свободно проходит через индикатор. Под действием приложенного напряжения жидкий кристалл под трафаретом делается непрозрачным и темная цифра возникает на светлом фоне.

Другой тип индикаторов на жидких кристаллах основан на отражении падающего света. Для этого стекла рассмотренного индикатора покрывают поляризующими пленками, которые вновь закрывают стеклянными пластинами. На внутреннюю поверхность задней пластины наносят зеркальное светоотражающее покрытие.

Индикаторы на жидких кристаллах обладают высокой разрешающей способностью (до 10 линий/мм), управляются низким напряжением (10—20 В), имеют большой срок службы (до 30 000 ч) и позволяют получать цветные изображения. Выпускаются индикаторы ИЖКЦ1-4/8 (первый тип) и ИЖКЦ1-6/18 (второй тип).

Индикаторы с формированием цифр движением луча. *Дисплеи.* Дисплеем (или экранным пультом) называют электронное устройство воспроизведения информации. Дисплеи бывают алфавитно-цифровыми, в которых воспроизводится только текст, и графическими, воспроизводящими любые изображения, включая текст. Наибольшее применение получили алфавитно-цифровые дисплеи, использующие электронно-лучевые трубки с длительным послесвечением. На такой экран обычно выводится 12 строк текста. В каждой строке содержится от 40 до 48 алфавитно-цифровых знаков, которые формируются с помощью матрицы точек (см. рис. 14.5, *в*, *г*) специальным знакогенератором, засвечивающим отдельные точки матрицы. Знакогенератор представляет собой логическую схему, на которую из постоянного запоминающего устройства поступают коды алфавитно-цифровых знаков.

Если в дисплее осуществляется предварительная обработка информации, то такое устройство называют интеллектуальным терминалом (см. в конце главы). В нем обычно используется микропроцессор.

На экран дисплея могут поступать сигнализация об аварийной ситуации, данные отдельных телеизмерений (по вызову диспетчера) с указанием их номера, даты и времени измерения. Вызов информации для воспроизведения ее на экране осуществляется с помощью специальной клавиатуры. Применяют также и дисплеи на цветных ЭЛТ. В этом случае при аварийных ситуациях на экране возникает сигнал определенного цвета (одновременно со звуковым сигналом).

Индикация счетчиков [17]. Для цифровой индикации целесообразно использование стандартных счетчиков. Однако только газоразрядные счетчики освещаются (индицируются) при переключении, что позволяет подсчитывать показания, зафиксированные декадами счетчика. В боль-

шинстве же случаев применяют счетчики, выполненные на транзисторах. Остановимся на методах индикации разрядов счетчика.

Поразрядная индикация производится для индикации каждого разряда счетчика. Так как счетчики обычно собирают из триггеров, задача заключается в определении состояния каждого разрядного триггера и индикации этого состояния. Индикацию осуществляют неоновыми лампами, лампами накаливания или стрелочными приборами. Таким образом, после того как счетчик зафиксирует принятый код, считывание кода производится по светящимся лампам. Данный метод характерен для индикации д в о и ч н ы х с ч е т ч и к о в, т. е. счетчиков с обычным двоичным кодом.

Индикацию состояния триггера, собранного на электронных лампах, осуществляют подключением неоновой лампы параллельно анодному резистору либо электронной лампе. В обоих случаях последовательно с лампой включают ограничительный резистор с номиналом порядка 0,5 МОм.

Для индикации состояния транзисторных триггеров неоновую лампу включают через усилитель на высоковольтном транзисторе, гальванически связанном с одним из коллекторов транзистора триггера.

Для индикации состояния триггеров двоично-десятичных счетчиков можно использовать методы, описанные ранее (см., например, схему на рис. 14.6). Индикацию десятичных счетчиков, не требующих дешифрации, производят обычно с помощью газоразрядных индикаторных ламп (ИН).

Динамическая индикация используется для многоразрядных цифровых индикаторов, у которых для уменьшения общего числа выводов одноименные цифры разных разрядов делают с одним выводом. Имеется три способа динамической индикации двоично-десятичных счетчиков: досчета, компарации и опроса.

С п о с о б д о с ч е т а иллюстрируется схемой, представленной на рис. 14.9. Сначала декады счетчиков $Сч_1$ — $Сч_n$ заполняются принимае-

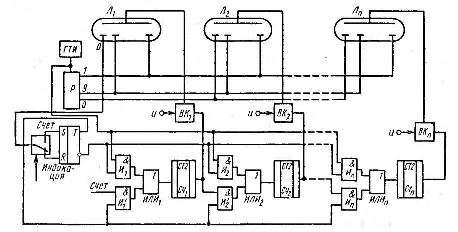


Рис. 14.9. Динамическая индикация (способ досчета)

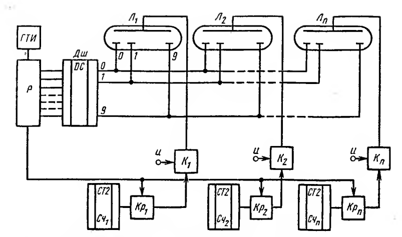


Рис. 14.10. Динамическая индикация (способ компарации)

мым кодом. Для этого на элемент $И_1'$ одновременно с символом кода, подаваемого на вход «Счет», поступает потенциал с триггера *Т* (ключ на входе триггера переключен на «Счет»). Далее символ кода через сборку $ИЛИ_1$ подается на декаду $Сч_1$, которая после заполнения посылает логическую 1 в следующую декаду. После окончания счета тумблер переводится в положение «Индикация». Когда распределитель *Р* выдаст импульс с нулевого элемента, триггер переключится и потенциал поступит на элемент $И_1$ (вход кода при этом прекращается, так как на элемент $И_1'$ потенциал не поступает), вследствие чего в декаду счетчика $Сч_1$ с генератора импульсов ГТИ начнут поступать импульсы (через элементы $И_1$ и $ИЛИ_1$).

Таким образом, счетчик начинает досчитывать импульсы до конца декады, а распределитель начиная с элемента *9* (на нулевом элементе было осуществлено переключение триггера), переключаясь, подает отрицательный потенциал на катоды ламп $Л_1$, ..., $Л_n$, которые, однако, возбуждаться не будут, так как на их аноды положительный потенциал поступит со счетных декад только после их заполнения. Например, в декаде была записана цифра 7. От первого импульса декада переключается в положение *8*, а в распределителе включается элемент *9*, так как распределитель переключается в порядке, обратном порядку счетчика. От второго импульса в декаде возникает цифра 9, а в распределителе включается элемент *8*. От третьего импульса с элемента *7* распределителя на катод *7* лампы ИН поступает отрицательный потенциал, а с входа заполнившейся декады счетчика через ключ *ВК* на анод лампы ИН будет подан положительный потенциал, что вызовет свечение, в данном случае цифры 7. Точно такими же будут цифры на лампах ИН старших разрядов.

Способ компарации иллюстрируется рис. 14.10, где в качестве распределителя импульсов используются дополнительная счетная декада распределителя *Р* и дешифратор *Дш*. В декады счетчиков $Сч_1$, ..., $Сч_n$ записан код, который должен быть индицирован лампами $Л_1$, ..., $Л_n$. Декада распределителя *Р* подает потенциал на компаратор $Кр_1$ и переклю-

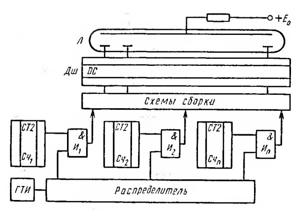


Рис. 14.11. Динамическая индикация (способ опроса)

чает дешифратор так, что с его входов поочередно подаются импульсы на цифры—катоды ламп $Л_1$, ..., $Л_n$ (0, 1, 2, ..., 9). Если, например, в декаде счетчика $Сч_1$ записана цифра 2, то при подаче с декады распределителя P на компаратор $Кр_1$ потенциала (в момент, когда декада распределителя P переключится в положение *2*) компаратор пошлет импульс через ключ K_1 на анод лампы $Л_1$. В этот же момент времени с дешифратора будет подан потенциал на катод 2, что вызовет его свечение. Точно так же возникнет свечение цифр и на последующих лампах $Л_1$, ..., $Л_n$, т. е. за время заполнения декады распределителя P от 0 до 9 один раз загорятся определенные цифры на всех лампах. При заполнении счетчиков $Сч_1$, ..., $Сч_n$ с частотой $f \geqslant 240$ Гц на цифровых индикаторах будет наблюдаться непрерывное свечение цифр.

Способ опроса заключается в том, что показания счетчика поразрядно опрашиваются и выводятся на один или несколько цифровых индикаторов. Вывод информации на один индикатор обычно применяют при большом числе индицируемых разрядов и желании уменьшить объем аппаратуры. Распределитель поочередно открывает схемы $И_1$, ..., $И_n$ (рис. 14.11), и показания счетных декад $Сч_1$, $Сч_2$, ..., $Сч_n$ через схемы сборки поступают на дешифратор, который преобразует двоично-десятичный код в десятичный. Импульсы с выходов дешифратора подаются на катоды лампы *Л*. Чтобы можно было успеть снять показания, частота работы распределителя должна составлять доли герц.

§ 14.3. Средства регистрации информации

К средствам регистрации информации относятся регистраторы — устройства, документально фиксирующие процессы, происходящие в управляемой системе.

Устройства аналоговой регистрации. Для такой регистрации используют самопишущие миллиамперметры, шлейфовые и электронные осциллографы, а также автоматические потенциометры. Самой распространенной является аналоговая регистрация чернилами на бумаге в виде ленты или диска (самопишущие гальванометры).

Устройства цифровой регистрации. Для регистрации цифровых данных применяют различные цифропечатающие механизмы с электрическим управлением. Они делятся на устройства посимвольной и построчной печати.

Устройства посимвольной печати. В них текст печатается в строку знак за знаком.

Электрическая пишущая машинка, классической конструкцией которой является машинка «Консул-260», имеет скорость печати 15 знаков/с, а машинки АП-7104 и МПУ 16-3 — до 30 знаков/с. Существуют машинки, у которых знаки расположены на перемещающейся сферической головке и которые обладают скоростью печати 18 знаков/с.

Штанговый печатающий механизм, у которого знаки расположены на выдвигаемых штангах, печатает на узкой ленте со скоростью до 100 строк/мин при 16 знаках в строке.

Игловое печатающее устройство обеспечивает скорость печати 180 знаков/с. Регистрирующая головка такого устройства содержит семь расположенных друг под другом игл, каждая из которых управляется электромагнитом. При написании строки текста регистрирующая головка непрерывно перемещается вдоль бумаги.

Телетайп — буквопечатающий приемопередающий аппарат с клавиатурой, как у пишущей машинки. Он служит для ввода информации с помощью клавиатуры и приема информации с помощью печатающих устройств. Применяется также для передачи по каналам связи сообщений в виде телеграмм или кодовых комбинаций (кодограмм). Широко используется в качестве вводно-выводного (периферийного) устройства микро-ЭВМ и в автоматизированных системах обработки данных.

Перфоратор предназначен для записи информации путем пробивания отверстий в бумаге со скоростью от нескольких десятков (в карточных перфораторах) до нескольких сотен (в ленточных перфораторах) перфораций в 1 с. Наиболее распространенными являются ленточные перфораторы, использующие перфорационную ленту из бумаги, целлулоида или лавсана. В основном применяются бумажные ленты шириной 17,5, 20,5, 22,5 и 25,4 мм. Ленты имеют одну транспортную дорожку из отверстий для продвижения ленты и 5—8 информационных дорожек в зависимости от числа разрядов записываемых кодовых комбинаций.

Транспортная дорожка
11111 - начало и конец массива
Информация не наносится
01010 - начало слова
00001 - вид ТИ
00101 - номер ТИ
011
110
101
100
110
Информация о телеизмеряемой величине
17,5 мм

Рис. 14.12. Пример кодовой записи телеизмеряемой величины на ленте

На рис. 14.12 показан пример записи на ленточном перфораторе ПЛ-80 в двоичном коде телеизмеряемой величины. В 1-м ряду пробиты все отверстия, что означает начало передачи. В последующих трех рядах для удобства считывания информация не наносится. В 5-м ряду пробиты лишь два отверстия (не считая отверстия для

транспортной дорожки) и код 01010 означает начало слова. Следующая кодовая комбинация 00001 указывает, какой вид телеизмерений передается: аналоговый или цифровой. Далее следует номер датчика (7-й ряд), с которого передается информация, и, наконец, пять рядов, с 8-го по 12-й, предназначены для передачи 15-разрядной кодовой комбинации 011110101100110, соответствующей телеизмеряемой величине. Для передачи полезной информации в данном случае используются только три разряда справа от транспортной дорожки, два разряда слева от нее предназначены для служебной информации.

Устройства построчной печати. Эти устройства печатают целую строку текста одновременно, вследствие чего достигается большая скорость печати (до 1400 строк/мин при 128—132 знаках в строке).

Устройство с вращающимся цилиндром имеют цилиндр, на поверхности которого на отдельных знаковых дорожках расположены алфавитно-цифровые знаки. Число знаковых дорожек соответствует числу печатаемых символов в строке. Над вращающимся цилиндром протянуты бумага и красящая копировальная лента. Против каждой знаковой дорожки расположен гладкий молоточек, управляемый электромагнитом. Ударом молоточка бумага прижимается через копировальную ленту к выпуклой поверхности знака (литеры). При этом цилиндр поворачивается в положение, при котором требуемый знак оказывается против молоточка. Вся строка отпечатывается за один оборот барабана, после чего бумага и красящая лента протягиваются на один шаг.

Устройство с колеблющейся пишущей головкой содержит головку, на которой нанесены алфавитно-цифровые знаки и которая совершает возвратно-поступательные движения перед бумагой. Вся строка текста отпечатывается головкой за один цикл ее перемещения.

Устройство цепочечного типа — устройство, в котором несколько комплектов алфавитно-цифровых знаков размещены на ленте, непрерывно движущейся позади бумаги. Ударами молоточков отпечатывается вся строка текста при прохождении одного комплекта знаков.

Кроме рассмотренных механических печатающих устройств существуют устройства, в которых знаки наносятся на бумагу электрическим или оптическим способом. Для этого изображение печатаемых знаков первоначально формируется на экране электронно-лучевой трубки, а затем переносится на бумагу. Полученное изображение закрепляется различными способами: химическим, термическим, прожиганием бумаги (искровая печать) или переносится на фотобумагу. В таких устройствах скорость печати составляет 100—3000 знаков/с.

Терминал (от лат. terminalis — относящийся к концу) — терминальное устройство, абонентский пульт — устройство, предназначенное для ввода и вывода информации. Примером терминала является объединение перфоратора, устройства печати и пишущей машинки. Иногда один телетайп считается терминалом. Терминал может содержать запоминающее устройство. Связь терминала с удаленными ЭВМ осуществляется по каналам передачи данных.

§ 14.4. Оборудование для размещения средств воспроизведения информации

Для размещения средств воспроизведения информации в пункте управления предусмотрено специальное оборудование.

Диспетчерский щит. Представляет собой панель или ряд панелей, на которых смонтированы средства воспроизведения информации в виде сигнальных ламп, мнемонических схем контролируемых управляемых производственных процессов, индикаторов, табло. Часто на щитах монтируют ключи и кнопки управления. Как указывалось в гл. 12, сигнализация о состоянии объектов осуществляется по методам «темного и светлого щита». В этом случае «темный щит» — это мимический щит — щит с символами контролируемых объектов в виде механических и электрических элементов, положение которых показывает состояние каждого объекта, а несоответствие сигнализируется освещением символа или установленного вблизи него светового элемента (ГОСТ 26.205—83). Согласно этому же стандарту, «светлый щит» — это световой щит — щит со светящимися символами контролируемых объектов, состояние которых указывается цветом свечения символов, а несоответствие — мигающим освещением символов.

В последнее время щиты, занимающие большую площадь, заменяют дисплеями, работающими совместно с ЭВМ. С помощью таких дисплеев диспетчер может не только получать данные о состоянии объекта (ТС, ТИ), но и управлять ими (ТУ, ТР) через клавиатуру дисплея.

Диспетчерский пульт. Он представляет собой устройство, с помощью которого диспетчер управляет процессом или получает сведения о нем, используя для этого средства телемеханики. Диспетчерские пульты могут предназначаться только для управления или для управления и воспроизведения информации. В значительной мере это зависит от выполнения диспетчерского щита. При отсутствии диспетчерского щита его функции выполняет диспетчерский пульт, изготовляемый в виде стола на одно или два рабочих места. Стол имеет наклон в сторону диспетчера и часто окаймлен вертикальной задней стенкой, на которой смонтированы приборы телеизмерений. Иногда стол выполняется полукругом, охватывая диспетчера справа и слева. Таким образом, на диспетчерском щите и диспетчерском пульте монтируются все средства управления и воспроизведения информации.

Диспетчерский стол. При обилии приборов и средств связи дополнительно к диспетчерскому щиту и пульту устанавливают диспетчерский стол, на котором располагаются телефоны, микрофоны, громкоговоритель и т. д.

Мнемосхема (мнемоническая схема) — комплекс символов, изображающих элементы управляемого объекта, располагаемых на щите или на пульте. Различают мимические (несветящиеся), световые и полусветовые мнемосхемы.

В мимических мнемосхемах оборудование и соединительные связи изображают сплошными цветными накладными плитками, например шины электроснабжения — горизонтальными полосами, выключатели — квадратами. Между изображением оборудования расположены

сигнальные лампы двух цветов, красный цвет означает включение, зеленый — отключение объекта.

В световой мнемосхеме все контролируемые и управляемые узлы объекта и связи между ними отображаются световыми символами различных цветов. Такие мнемосхемы выполняют в виде стеклянных матовых панелей, почти полностью закрашенных (не закрашен лишь рисунок мнемосхемы), или светопроводов. Существуют электролюминесцентные мнемосхемы, в основе которых заложен принцип, описанный при рассмотрении электролюминесцентных индикаторов.

Обычно мнемосхема копирует объект контроля и управления, т. е. выполняется как его информационная модель. Однако при сложных и больших объектах мнемосхемы, построенные по принципу прямого моделирования, оказываются излишне громоздкими и трудно воспринимаемыми. Поэтому при построении мнемосхемы для объектов, несущих много информации, исходят из таких соображений: символы, отображающие наиболее важную и часто используемую информацию, располагают в центре мнемосхемы, а всю остальную схему строят, исходя из порядка использования диспетчером информации.

При указанном построении мнемосхемы точная модель объекта уже не получается, что позволяет значительно уменьшить размеры самой мнемосхемы, а значит, и размеры щита и пульта, на котором она располагается.

Мнемосхемы составляют из так называемых мнемосимволов, отображающих то или иное оборудование для каждой отрасли промышленности. Подобный метод построения мнемосхемы требует очень большого числа мнемосимволов. Например, только в химической промышленности имеется несколько сотен наименований оборудования, подлежащих изображению на мнемосхеме. Излишне большое количество мнемосимволов затрудняет стандартизацию в изготовлении мнемосхем.

В последнее время все оборудование предложено разбивать на ряд функциональных классов (независимо от отрасли промышленности), а мнемосимволы строить из 24 унифицированных элементов простейшей конфигурации, которые можно выполнять из органического стекла или пластических материалов и окрашивать в любые цвета *. Примеры этих элементов представлены на рис. 14.13, *а*. С помощью такого набора унифицированных элементов можно составить любые мнемосимволы путем их наклеивания на одинаковые по размеру (40×40 мм) пластинки или ячейки, примеры которых даются на рис. 14.13, *б*, где изображена часть мнемосхемы трубопровода. Наименования символов являются условными; в другой отрасли промышленности символ, означающий на рис. 14.13, *б* задвижку, может означать выключатель и т. п.

Из мнемосимволов строят *мозаичные щиты*. Пример такого щита для телемеханической системы управления нефтепроводом ТМ-100 приведен на рис. 14.14, *а*. Здесь из мозаичных мнемосхем составлена мнемосхема диспетчерского щита, изображающая ряд насосных перекачивающих станций. По каждой из этих станций диспетчер получает полную инфор-

* Разработка ЦНИИКА.

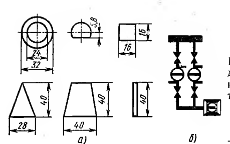


Рис. 14.13. Унифицированные элементы для мнемосхем. Примеры элементов *(а)* и мнемосимволов, собранных из элементов *(б)*

мацию, подсоединяя поочередно любую из них к приборам и мнемосхеме, выведенной на диспетчерский пульт, за которым он сидит (рис. 14.14, *б*).

Коммутационные элементы. На щите и пульте расположены также различные контактные устройства, называемые коммутационными элементами, которыми управляет диспетчер (переключатели, кнопки и тумблеры). Все эти элементы выпускаются в разнообразном исполнении.

Переключатели бывают проворотными (галетными, кулачковыми и щеточными), движковыми, клавишными и кнопочными. В основу этих переключателей положены микропереключатели, имеющие обычно одну контактную группу на переключение. Кнопочные переключатели выпускаются двумя, тремя, четырьмя, пятью и десятью кнопками с фиксацией и блокировкой каждой кнопки.

Кнопки изготовляют с арретиром (фиксатором) и без арретира. Возврат в исходное состояние кнопки с арретиром происходит после повторного нажатия, а кнопки без арретира — после снятия нажатия. Если на щите или пульте диспетчера размещается большое число кнопок, их иногда окрашивают в различные цвета. Имеются кнопки и со световой сигнализацией, для которой используют лампы накаливания и светодиоды. Иногда применяют светофильтры для цветной индикации. Изготовляют также кнопки с герметичными контактами на базе магнитоуправляемых контактов.

Тумблеры, в основу которых положены микропереключатели, отличаются от последних большим числом контактов и увеличением разрываемой ими мощности. Тумблеры выпускаются в различных модификациях; так, управляющая ручка может фиксироваться в разных

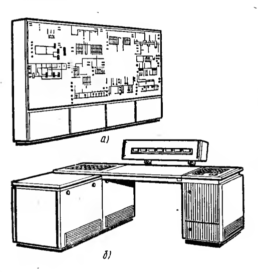


Рис. 14.14. Мозаичный щит *(а)* и пульт со столом *(б)* для телемеханической системы

положениях: в крайних, в одном среднем, в среднем и двух крайних, в одном среднем и одном крайнем.

Срок службы коммутационных элементов составляет 10^4—10^5 срабатываний.

Контрольные вопросы

1. Что понимают под представлением информации?
2. Перечислите методы воспроизведения информации.
3. Каковы главные требования, предъявляемые к аппаратуре оперативного управления?
4. Чем занимается инженерная психология?
5. Перечислите основные рекомендации, облегчающие труд диспетчера.
6. Перечислите основные особенности человеческого зрения.
7. Какие особенности человеческого зрения следует учитывать при написании цифр?
8. Перечислите основные методы регистрации информации.
9. Перечислите виды регистрации.
10. Перечислите средства представления информации.
11. Перечислите преимущества цифрового отсчета показаний.
12. Какие группы цифровых индикаторов Вы знаете?
13. Перечислите индикаторы с постоянным начертанием цифр.
14. Как устроены световодные индикаторы?
15. Какие Вы знаете индикаторы на цифровых газоразрядных лампах?
16. Объясните работу схемы рис. 14.6.
17. Объясните принцип действия электролюминесцентных цифровых индикаторов.
18. Объясните принцип действия светодиода.
19. Как устроены индикаторы на жидких кристаллах?
20. Что такое дисплей и как он устроен?
21. Объясните работу схемы рис. 14.9.
22. Объясните работу схемы рис. 14.10.
23. Какие Вы знаете устройства цифровой регистрации?
24. Как происходит запись информации в ленточных перфораторах?
25. Что представляет собой диспетчерский щит?
26. Какие функции выполняет диспетчерский пульт?
27. Что такое мнемосхема и каковы разновидности мнемосхем?
28. Как составляют мнемосхемы?
29. Какие коммутационные элементы устанавливают на щите и пульте?
30. Какие бывают переключатели?
31. Как действуют кнопки с арретиром и без него?
32. Что такое терминал?
33. Что такое телетайп?

Часть четвертая
СИСТЕМЫ ТЕЛЕМЕХАНИКИ

Глава 15. Системы телемеханики на интегральных микросхемах

В первых трех частях книги были изложены основные принципы передачи телемеханической информации и построения систем телемеханики, а также рассмотрены элементы и узлы, из которых состоят системы телемеханики. Эта часть книги является логическим завершением первых трех. В ней на примерах систем телемеханики показано, как происходит реализация изложенных принципов.

В нашей стране выпускается большое число систем телемеханики (СТ) для самых разнообразных применений. К ним относятся как унифицированные комплексы СТ широкого профиля, выполняющие все телемеханические функции и могущие найти применение в любой отрасли народного хозяйства, так и специализированные СТ для определенных отраслей промышленности. К числу специализированных СТ следует отнести: устройства УТК-1 и «Цитрус»; устройства ВРТФ-3 и МКТ-2; систему «Ритм»; системы ТИМ-72 и «Темир»; системы «Обзор», ТКУ-2, ТСД, ППТ-1; системы «Импульс-2» и «Диспетчер-2»; систему ЭТСМ-62.

Для серийного выпуска СТ широкого профиля были предварительно разработаны унифицированные блоки, субблоки и конструктивные устройства (панели, шкафы и т. п.). Так, в 1967 г. был разработан комплекс «Спектр». На базе этого комплекса выпускалась единая серия «Нарт-67», разработанная ЦНИИКА и состоящая из СТ ТМ-100, ТМ-200, ТМ-201, ТМ-300, ТМ-301, ТМ-500 и ТМ-600. Все перечисленные СТ, как специализированные, так и широкого профиля, относятся ко второму поколению. Их элементной базой являются транзисторы.

В настоящее время выпускается агрегатный комплекс средств телемеханической техники (АСТТ), входящий в Государственную систему промышленных приборов и средств автоматизации (ГСП). Элементной базой этого комплекса являются интегральные микросхемы, а входящие в него СТ относятся к третьему поколению. Вместо СТ, входящих в серию «Нарт-67», выпускаются СТ ТМ-120-1, ТМ-120-2, ТМ-130, ТМ-131, ТМ-320, ТМ-321, ТМ-511, ТМ-512, ТМ-620, ТМ-660 и ТМ-800. Комплекс АСТТ не только обеспечивает выполнение обычных для СТ функций ТУ, ТС, ТИ, ТР и передачу статистической информации, но и производит обработку информации для регистрации ее различной аппаратурой, представления на мнемосхемах, аналоговых и цифровых приборах (осуществляя при этом необходимое масштабирование), сравнивает измеряемые параметры с уставками, вводит данные в ЭВМ и т. п. СТ, входящие в АСТТ, могут работать по любому каналу связи, включая выделенные проводные линии, полосу частот или радиотракт.

Таблица 15.1

Системы телемеханики

Наименование системы	Число КП	Вид и количество линий связи	Информация с ПУ на один КП			Информация с одного КП на ПУ				Примечание
			ТУ	ТР	защита информации	ТС	ТИТ	ТИИ	защита информации	
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
ТМ-120-1	30	Произвольная	32	8	Каждый байт на нечетность. Вся посылка повторением с РОС	256	64	8	Каждый байт на нечетность. Вся посылка с циклическим кодом	Передача ТУ на другие системы. Прием ТИ с других систем, Передача ПСИ
ТМ-120-2	30	Цепочечная	8		Повторением с ИОС	16	8		Корреляционным кодом	
ТМ-320	1—3 на одну линию связи	Радиально-цепочечная (до 32)	48		Как в ТМ-120-1	56	1		Каждый байт на нечетность. Вся посылка повторением	Спорадическая передача. Вместо ТУ — ТР. Вместо ТИТ — телефон
ТМ-310	До 99	Радиальная, по одному КП на одну линию связи	120	48	Функциональные адреса и номера групп ИОС, ТУ и ТР на нечетность и повторением	120	225	120	Функциональные адреса и номера групп ИОС, ТИТ и ПСИ на нечетность. ТС и ТИИ повторением и на нечетность	

Продолжение таблицы 15.1

Наименование системы	Число КП	Вид и количество линий связи	Информация с ПУ на один КП: ТУ	ТР	защита информации	Информация с одного КП на ПУ: ТС	ТИТ	ТИИ	защита информации	Примечание
1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
ТМ-620	8—15 на одиу линию связи	Радиальио-цепочечиая (ие более 15)	8		Как в ТМ-120-1	2	2	8	Как в ТМ-320	Число ТУ, ТС и ТИ для второй модификации. КП (всего 4) теледииамометрирование
ТМ-130	60 иа одиу линию связи	Произвольная (4)	8, 4, 2	8, 2, 1	Каждый байт на иечетиость. Вся посылка укороченным циклическим кодом	16, 8, 2	16, 4, 2	8 С $КП_4$	Каждый байт на иечетиость. Вся посылка укороченным циклическим кодом	Даиные для трех модификаций КП
ТМ-512	1	1, дуплекс	—	—		480	60		Инверсиым кодом	Спорадическая передача. Обратиый канал с ПУ иа КП (вызов ТС, контрольиая посылка)
ТМ-511	1	То же	—	—		736	80		Циклическим кодом	Как в ТМ-512
АИСТ	32	Произвольная				256	40		На иечетиость и кодом Хэмминга	На базе микропроцессора
УВТК-100	30	То же			У всех УВТК итеративиым кодом и повторением	256	240	8	У всех УВТК итеративиым кодом	У всех ЭВТК микро-ЭВМ
УВТК-300	99	« »				512	512	256		
УВТК-501	32	« »				512	256	16		

Из сказанного следует, что системы телемеханики, входящие в АСТТ, являются большими и сложными устройствами, подробное описание которых не представляется возможным в рамках этой книги.

Для лучшей ориентации и наглядности основные характеристики систем телемеханики представлены в табл. 15.1, в которую включены также системы, описанные в следующей главе.

Из таблицы следует, что все выпускаемые системы телемеханики, за исключением систем ТМ-511, ТМ-512 и АИСТ, многофункциональны, передают любую телемеханическую информацию (как командную, так и известительную), а ряд систем — и производственно-статистическую информацию (ПСИ). Эти системы предназначены для рассредоточенных объектов с использованием различных линий связи. Системы ТМ-511, ТМ-512 и АИСТ являются узкоспециализированными системами ТИ —ТС для сосредоточенных объектов.

Во всех системах телемеханики используется временно́е разделение сигналов, передаваемых в виде кодовых комбинаций, обрабатываемых по частоте при передаче их по линии связи; телеизмерения — кодоимпульсные, а в некоторых системах (АИСТ, ТМ-320) — адаптивные.

Во всех системах телемеханики информация передается разнообразными помехозащищенными кодами, рассмотренными в гл. 3. В ряде систем имеется двойная кодовая защита; сначала часть символов защищается на четность или нечетность, а затем для всей посылки используется какой-нибудь код. Кроме помехоустойчивых кодов в некоторых системах используется защита информации методом повторения и обратной связи (информационной или решающей).

В некоторых системах телемеханики применяется спорадическая передача информации, позволяющая лучше использовать канал связи, но одновременно несколько усложняющая систему вследствие необходимости подтверждения работоспособности системы при отсутствии передачи.

Системы АИСТ и УВТК построены с использованием вычислительной техники. Однако они выполняют те же телемеханические функции, что и другие системы. Подробнее о них будет сказано в гл. 16.

§ 15.1. Комплекс систем телемеханики ТМ-120

Комплекс систем телемеханики ТМ-120 предназначен для управления трубопроводным транспортом, которое осуществляется по иерархическому принципу. СТ высшей ступени обслуживают центральные диспетчерские службы (ЦДС), управляющие объектами насосных и компрессорных станций, СТ низшей ступени — районную диспетчерскую службу (РДС), контролирующую работу объектов определенного участка трубопровода (линейных сооружений, замерных пунктов и т. п.).

Комплекс телемеханической аппаратуры ТМ-120 состоит из систем телемеханики ТМ-120-1 (высшей ступени) и ТМ-120-2 (низшей ступени). Обе системы используют временной способ разделения сигналов, передаваемых в виде кодовых комбинаций, обрабатываемых по частоте при передаче их по линии связи.

Система телемеханики ТМ-120-1 [9, 29]. Один пункт управления (ПУ) системы может обслуживать до 30 контролируемых пунктов (КП) по ли-

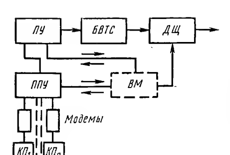


Рис. 15.1. Структурная схема комплексной системы телемеханики ТМ-120-1:

БВТС — блок выделения телесигнализации; *ДЩ* — диспетчерский щит; *ППУ* — приемопередающее устройство; *ВМ* — вычислительная машина

ниям связи произвольной структуры с любой скоростью передачи: 50, 75, 100, 200, 300, 600 бит/с. При этом КП могут быть расположены практически на любом расстоянии от ПУ.

Объем информации, передаваемой с каждого КП: до 256 сигналов о состоянии двухпозиционных объектов (ТС), 64 телеизмерения текущих значений (ТИТ), 8 телеизмерений интегральных значений (ТИИ) и 512 десятичных разрядов (цифр производственно-статистической информации) (ПСИ). В свою очередь, на КП с ПУ может быть передано 32 команды управления двухпозиционными объектами (ТУ), 8 кодовых команд телерегулирования (ТР) и команда вызова (ТС). Кроме того, на каждый КП может быть передано до 128 команд ТУ для ретрансляции их на СТ нижнего уровня ТМ-120-2. В свою очередь, с СТ ТМ-120-2 каждый КП может ретранслировать до 160 ТИ.

Система телемеханики может работать и с вычислительной машиной М-6000, в которую с ПУ вводится вся информация, передаваемая с КП. Команды ТУ могут передаваться и машиной. На рис. 15.1 показана структурная схема аппаратуры СТ.

Передача информации в системе осуществляется в виде восьмиразрядных кодовых посылок (1 байт) (рис. 15.2). Для получения известительной информации с КП (ТС, ТИТ, ТИИ и ПСИ) с ПУ посылается четыре байта. В первом байте передается код синхронизации для подстройки генератора на КП. Из восьми разрядов во второй посылке первые три разряда отведены для кода начала, а остальные пять — для адреса КП. В третьем байте первые четыре разряда обеспечивают передачу адреса функции, т. е. что должен передать КП — ТИ, ТС или ПСИ, а вторые — выбор номера группы. В четвертом байте вновь передается синхронизирующая комбинация (рис. 15.2, *а*). Пятиразрядный двоичный код адреса обеспечивает вызов 32 КП (две комбинации не используются). Максимальное число групп, равное 16, обеспечивается четырехразрядным двоичным кодом. После того как выбранный КП получил с ПУ приказ о передаче ТИ или ПСИ, с этого КП на ПУ возвращаются полученный адрес, состоящий из трех байтов, аналогичных посланным, и группа сообщений, занимающая 1—16 байт в зависимости от объема передаваемой информации. В этой группе и передается ТИТ, ТИИ или ПСИ. После передачи группы сообщений посылается байт «Конец». Вся эта посылка защищается циклическим кодом ЗЦК, т. е. после байта «Конец» следует передача контрольных символов *m*. Информация во всех передаваемых байтах,

кроме байта «Конец», защищается проверкой на нечетность. Байт «Конец» в девятом разряде дополняется символом для проверки на четность. Эта передача соответствует рис. 15.2, *б*.

Передача ТС с КП производится аналогично передаче ТИ и ПСИ, с той лишь разницей, что если после получения на КП функционального адреса на передачу ТС об изменении состояний объекта таковой на КП не окажется, то с КП этот адрес посылается обратно. Если с КП необходимо передать ТС, то с КП на ПУ посылается функциональный адрес «Запрос требований» и передача ТС происходит, как на рис. 15.2, *б*.

При передаче команд с ПУ первые три байта аналогичны таким же при вызове известительной информации (рис. 15.2, *в*). В четвертом байте вместо кода синхронизации передается код объекта ТУ в группе или значение кодовой команды (уставки) в двоичном коде (для ТР). Через определенный промежуток времени команда повторяется (рис. 15.2,*в'*). При совпадении двух команд с КП на ПУ передается сигнал решающей обратной связи в виде двух байтов; синхронизирующей комбинации и адреса КП (рис. 15.2, *г*). Таким образом, передача командной информации защищается методами повторения и решающей обратной связи.

Основной режим работы СТ — циклический опрос контролируемых пунктов и прием с них телеизмерений, как указано выше. После приема первой группы ТИТ принимаются все остальные. Далее производится

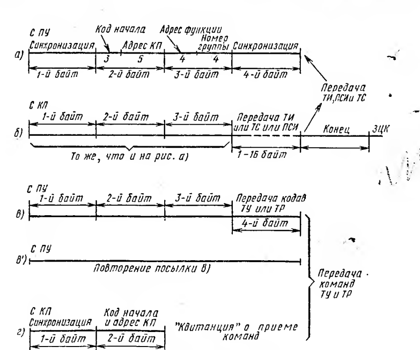


Рис. 15.2. Передача сообщений в системе ТМ-120-1:
а — выбор КП, *б* — передача с КП; *в* и *в'* — посылка команд с ПУ; *г* — передача с КП «квитанции» о приеме ТУ и ТР

прием ТИТ с остальных КП. Поеле приема телеизмерений со всех КП следует опрос требований на передачу ТС.

Состав аппаратуры ПУ системы ТМ-120-1 представлен на рис. 15.3. Порядок работы задается блоком режима работы *БРР*. Этот же блок осуществляет циклический опрос всех КП для приема с них текущих телеизмерений, а также вызов ТИИ и ПСИ по программе, заложенной в вычислительной машине *ВМ*, которая связана с *БРР* интерфейсной картой (ИК), являющейся блоком сопряжения системы телемеханики с *ВМ*. Команды управления ТУ и кодовые команды телерегулирования ТР посылаются через блок задания команд *БЗК* или диспетчером ключами управления, расположенными на пульте диспетчера *ПД*, или *ВМ* через интерфейную карту. Правильность переданной команды диспетчер проверяет с помощью узла индикации команд *УИК*, воспроизводящего команду на *ПД*. В *БЗК* можно задать адреса контрольного вызова ТС.

В случае приема информации блок режимов через переключатель каналов приема *ПКП* подключает узел синхронизации к одному из модемов M_i, образующих каналы обмена информацией между ПУ и КП. Принимаемая информация записывается в блокс памяти *БП* в один из регистров, подключаемый *БРР*. Одновременно *БРР* подключает регистр узла памяти рассогласования *УПР*, соответствующий вызванному КП. Узел памяти рассогласования *УПР* запоминает значение разности фазы между сигналами, поступающими с ПУ и каждого КП. Код, соответствующий значению этой разности, записывается в регистр узла синхронизации *УС*, что позволяет уменьшить время вхождения в синхронную работу ПУ и КП.

Кодер — декодер *КД* при приеме ТИ — ТС работает в режиме декодирования. Ошибки определяются как с помощью циклического кода, так и проверкой на четноеть каждого байта. Записанная в блок памяти *БП* известительная информация через интерфейсную карту вводится в *ВМ*. Попутно сообщения ТС подаются в блок выделения телесигнализации *БВТС*, который управляет сигналами на диспетчерском щите *ДЩ*. Мо-

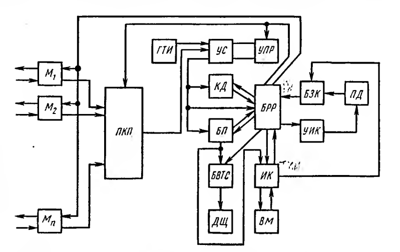


Рис. 15.3. Структурная схема пункта управления системы ТМ-120-1

демы модулируют кодовые комбинации по частоте при передаче с ПУ и демодулируют сигналы известительной информации, приходящие с КП.

Состав аппаратуры КП системы ТМ-120-1 приведен на рис. 15.4. Модем *М*, узел синхронизации *УС* и кодер — декодер *КД* выполняют те же функции, как и аналогичные устройства на ПУ. При изменении состояния объектов блок передачи телесигнализации *БПдТС* посылает сигнал «Запрос связи» в *БРР* и по его команде осуществляет передачу ТС. Измеряемые величины преобразуются в аналого-цифровом преобразователе в кодовые комбинации и после вызова с ПУ передаются *БПдТИТ*. Токовые и кодовые датчики подключаются соответствующими коммутаторами. *БПдТИИ* включает в себя интеграторы, суммирующие импульсы от число-импульсных датчиков, и осуществляет передачу интегральных телеизмерений по вызову с ПУ.

Цифровая статистическая информация поступает с пульта ввода *ПВ* и передается этим блоком по команде с блока задания режима работы *БРР*. Команды управления двухпозиционными объектами («Включить» или «Отключить») поступают на исполнительные механизмы с *БПрТУ*, а кодовые команды — на регуляторы с *БПрКК*. После правильного приема обеих команд с КП на ПУ посылается сигнал «Продолжение».

Система телемеханики ТМ-120-2 [9]. На рис. 15.5 показано число обслуживаемых КП, количество информации, передаваемой на КП и с него, а также объем информации, циркулирующей между системами. В системе может использоваться и вычислительная машина М-6000.

Синхронизирующий сигнал передается в виде кодовой комбинации

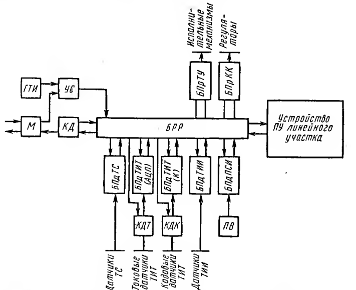


Рис. 15.4. Структурная схема контролируемого пункта системы ТМ-120-1:

БПр — блоки приема ТУ и кодовых команд; *БПд* — блоки передачи ТС, ТИ, ТИТ, ТИИ и ПСИ; *КДТ* и *КДК* — коммутаторы токовых и кодовых датчиков

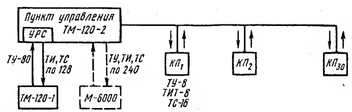


Рис. 15.5. Структурная схема системы ТМ-120-2 (*УРС* — устройство ретрансляции телеизмерений)

11111111 (первый байт) и выполняет одновременно роль стартового сигнала, начинающего любую передачу. Второй байт предназначен для адресной информации; пять тактов отводится на передачу кодовой (адресной) комбинации (АК) для выбора одного из 30 КП, а три такта — для функционального адреса (*ФА*). Для передачи известительных сообщений с КП может быть отведено 1—10 байт, причем каждый байт передает или один параметр ТИ, или состояние восьми объектов ТС. Передача известительной информации производится в одном цикле и заканчивается байтом КИЧ (конец информационной части).

Защита адресной информации осуществляется информационной обратной связью, защита известительной информации — корреляционным кодом, защита команд — повторением, т. е. команды ТУ передаются в двух циклах подряд.

Прием информации (рис. 15.6) из модема осуществляется централью *БР1*, которая определяет также режим работы, формирует сигналы сопряжения и управления блоками, выдает известительную информацию на ПУ и пересылает команды в *БПрТУ*, который сравнивает кодовые комбинации команд, принятых в двух циклах, и при их совпадении посылает сигнал разрешения исполнения команды ТУ.

О правильном приеме команды централь *БР1* посылает на ПУ «Квитанцию» в виде двух байтов: «Старт» (синхронизирующий импульс) и кодов АК и ФА.

Пункт управления системы (рис. 15.7) предназначен для задания режима опроса КП с целью получения, хранения и выдачи ТИ и ТС в системе ТМ-120-1 и вычислительной машине М-6000 по их требованию. Основной режим ПУ — непрерывный циклический опрос всех КП для получения ТИ

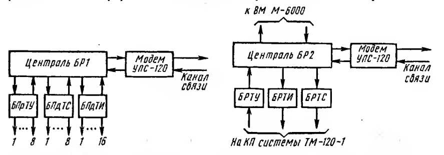


Рис. 15.6. Структурная схема контролируемого пункта системы ТМ-120-2

Рис. 15.7. Структурная схема пункта управления системы ТМ-120-2

и ТС. Командный режим для передачи ТИ возникает по мере надобности. В централи *БР2* формируется вся информация, передаваемая ПУ, производится защита каждого байта на четность и образуется корреляционный код. Вся эта информация перед поступлением в канал связи преобразуется в модеме в частотно-модулированные (ЧМ) сигналы. Поскольку адресная информация защищается ИОС, после того как принятые с КП ЧМ — сигналы преобразуются в модеме в кодовые комбинации видеоимпульсов, они сравниваются в *БР2* с переданными комбинациями. Если комбинации адресов совпадают, то принятая с КП информация записывается в буферную память блоков ретрансляции *БРТИ* и *БРТС*. При несовпадении адресов централь *БР2* повторяет до трех раз свой запас данного КП, а затем переходит на запрос информации ТИ и ТС со следующего КП.

В основном режиме работы принятые сообщения ТИ и ТС записываются в память блоков *БРТИ* и *БРТС* и при запросе передают ее в систему ТМ-120-1. Если от системы ТМ-120-1 приходит команда, то централь *БР2* выдает «Квитанцию» о ее получении и начинает выполнение данной команды.

§ 15.2. Система телемеханики ТМ-320

Система ТМ-320 [29] предназначена для обслуживания промышленных предприятий, объектов коммунального хозяйства и энергоснабжения городов по выделенным двухпроводным радиально-цепочечным линиям связи, число которых может варьироваться в пределах 1—32 с подсоединением к каждой до трех КП. Максимальная отдаленность КП от ПУ обусловлена сопротивлением и емкостью линии связи, которые не должны превышать 3 кОм и 0,6 мкФ соответственно.

Число передаваемых команд по одной линии связи не должно превышать 48, т. е. если к линии связи присоединен только один КП, то к нему могут быть присоединены 48 телеуправляемых двухпозиционных объектов, если два КП, то к каждому из них может быть присоединено по 24 объекта, если три КП, то по 16 объектов. При этом каждой командой ТУ можно осуществить вызов двух датчиков ТИТ или телефонный разговор, возможность передачи которого по той же линии связи обусловлена тем, что вся информация, в том числе ТИТ, передается спорадически. Вызов телефона с КП на ПУ производится запросом на передачу ТС, число которых с одного КП может достигать 56 независимо от количества КП, присоединенных к одной линии связи. Если в процессе передачи телефонного разговора возникает аварийная ТС, то телефонный разговор на мгновение прерывается для передачи срочного сообщения. На качество телефонного разговора кратковременный перерыв влияет незначительно.

Спорадическая передача сообщений позволяет применить адаптивный метод передачи ТИТ. Для этого используется λ-Δ-модуляция. При таком способе ТИТ передается только при изменении амплитуды телеизмеряемой величины. Отрицательный сигнал между этими изменениями, как показано на рис. 4.16, не передается.

Число передаваемых ТИТ не может превышать 10. При этом с каждого КП нельзя вызывать более одного ТИТ. Все ТИТ аналоговые.

Структура передаваемых сигналов в системе ТМ-320 представлена на рис. 15.8. Так как система работает в режиме спорадической передачи, то при отсутствии передачи в линии связи протекает постоянный ток, посылаемый с КП. Отсутствие тока свидетельствует о неисправности КП или линии связи либо о том, что с КП поступила заявка на передачу. Обнаружив прекращение тока, ПУ посылает на данный КП синхронизирующий импульс СИ и импульс разрешения передачи *Р*. Синхронизирующий импульс втрое продолжительней информационного импульса, что обеспечивает его надежное выделение, и посылается в тактах *1* и *2* (рис. 15.8, *а*). После получения этих сигналов КП посылает свой номер и функциональный адрес *ФА* (если есть необходимость в передаче ТИ), номер группы (при передаче ТС) и информационный байт. Как служебный (такты *5*—*12*), так и информационный (такты *14*—*21*) байты защищаются проверкой на четность в тактах *13* и *22*. Контрольные символы *КС* в этих тактах могут быть логической 1 или логическим 0, поэтому их обозначают пунктиром. После такта *22* начинается новый цикл, в котором передается та же информация. Если на ПУ информация принята верно, то с него передается синхронизирующий импульс и сигнал «Квитанция» (КВ), после чего вновь начинается обтекание линии связи постоянным током.

Передача ТУ или ТР также производится дважды (рис. 15.8, *б*). В случае правильной передачи в третьем цикле с КП передается сигнал «Квитанция» о приеме команды.

Состав ПУ системы ясен из рис. 15.9. Контрольный вызов ТС (КВС) осуществляется кнопками со щита. Сначала кнопками выбирают линию связи, а затем из блока задания режима работы *БРР* на необходимый КП посылают синхронизирующий импульс и код вызова КП через линейный узел *ЛУ*. Через этот же блок на *БРР* поступает сигнал «Квитанция» с КП после приема КВС. Как только КП принял КВС, сразу же прекращается обтекание линии связи постоянным током и *ЛУ* формирует поступающий в *БРР* сигнал о том, что на КП имеется ТС. Далее следует передача сигналов в соответствии с рис. 15.8, *а*. При этом из *БРР* на блок управления приемом телесигнализации *БУПрТС* поступает сигнал разрешения на прием ТС. Этот блок, в свою очередь, подключает один из блоков воспроизведения телесигнализации *БВТС*, работающего по методу «темного щита» (для каждого КП существует свой *БВТС*).

Если с КП необходимо передать ТИТ, то с него прекращается передача

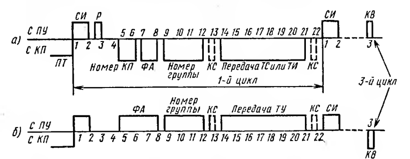


Рис. 15.8. Структура передаваемых сигналов в системе ТМ-320

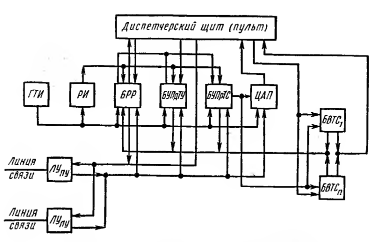


Рис. 15.9. Структурная схема пункта управления системы ТМ-320

постоянного тока и начинается передача служебной информации согласно рис. 15.8, *а*. Кодовая комбинация функционального адреса принимается *БРР*, который дает разрешение *БУПрТС* на прием кода ТИТ. Блок *БУПрТС* с разделением во времени совмещает прием ТС и ТИТ, что возможно вследствие одинаковых принципов построения кодов и их передачи. Преобразование кода ТИТ в аналоговый сигнал осуществляется в ЦАП и затем воспроизводится на приборе.

При передаче команд ТУ или ТР номера группы и объекта в группе запоминаются в блоке управления передачей команд ТУ *БУПдТУ*, в котором имеются схемы как для формирования кодовых комбинаций номе-

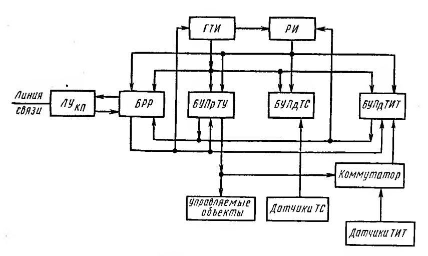


Рис. 15.10. Структурная схема контролируемого пункта системы ТМ-320 (обозначения те же, что и на рис. 15.9)

ров группы и объекта, так и для проверки отсутствия искажений в принятой команде. Как и ранее, *ГТИ* означает генератор тактовых импульсов, а *РИ* — распределитель импульсов.

Назначение блоков КП ясно из рис. 15.10. Постоянный ток передается в линию связи *БРР* через *ЛУ*. Если к одной линии связи подключено несколько КП и на одном из них возникло изменение состояния объектов, то с этого КП передается сигнал и все КП, присоединенные к данной линии связи, отключают постоянный ток. После этого синхронизирующий импульс, посланный с ПУ, выделяется в *ЛУ* и через *БРР* синхронизирует распределитель импульсов *РИ* и синфазирует генератор *ГТИ*. Если на одной и той же линии связи должна произойти передача ТС с нескольких КП, то в тактах *5* и *6* (см. рис. 15.8, *а*) передаются сигналы номера КП. Первый пришедший на ПУ сигнал блокирует передачу с других КП. Коды номера группы объектов и их состояние формируются блоком *БУПдТС* и выдаются по сигналу из *БРР*. Передача сообщений ТС происходит циклически до получения с ПУ сигнала «Квитанция», означающего окончание передачи ТС. Сигнал «Квитанция» передается в такте *3* (см. рис. 15.8, *а*) третьего цикла вместо сигнала разрешения передачи *Р*, так как в первых двух циклах передается одна и та же информация.

Команды ТУ или ТР принимаются *БРР* и передаются в *БУПрТУ*, в котором проверяется правильность принятой команды (кодовой комбинации). После окончания приема с КП на ПУ передается сигнал «Квитанция» (*КВ*) в такте *3* третьего цикла, как при передаче ТС (см. рис. 15.8, *б*).

Прием команды ТУ для вызова ТИТ осуществляется также *БРР* и передается в *БУПдТИТ*. Другие команды подсоединяют к этому блоку соответствующие датчики телеизмеряемых величин. Передача ТИТ заканчивается после получения с ПУ сигнала «Квитанция» (*КВ*).

§ 15.3. Система телемеханики ТМ-310

Система ТМ-310 [29] разработана ЦНИИКА после системы ТМ-320 и предназначена для крупных рассредоточенных промышленных предприятий. ПУ системы может обслуживать до 99 КП. Передача происходит по выделенным двухпроводным линиям связи радиальной структуры. Каждая линия обслуживает один КП.

С каждого КП может быть передано: 120 ТС (группами по восемь ТС в каждой), 120 ТИИ (группами по восемь ТИИ), 225 ТИТ (группами по 15 ТИТ) и производственно-статистическая информация ПСИ в буквенно-цифровом виде с дисплея или с перфоленты. С ПУ на каждый КП может быть передано до 120 команд ТУ или ТР типа «больше — меньше», до 48 кодовых команд задания уставок регуляторам и ПСИ.

Структурная схема основных устройств управления и воспроизведения информации на ПУ и связи ПУ с многими КП приведена на рис. 15.11. В вычислительную машину, которая может посылать команды и вызывать ТИ и ТС с КП, вводится вся или часть информации. В связи с большим объемом поступающей информации на ПУ предусмотрено наличие до шести диспетчеров, каждый из которых управляет определенным числом КП со своего пульта ПД (известно, что на крупных промышленных предприя-

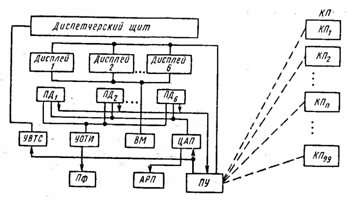


Рис. 15.11. Структурная схема включения системы ТМ-310

тнях только для управления энергохозяйством нмеются диспетчеры для электро-, тепло-, газо- н водоснабження).

Устройство обработкн телемеханнческой ннформацин *УОТИ* обеспечивает воспронзведенне ТИТ н ТИИ на цнфровых ннднкаторах, их регистрацню на пншущей машннке, сравненне ТИТ с уставкамн н сигналнзнрует об изменении состояння двухпознционных объектов. ПСИ регнстрируется машннкой н перфоратором *Пф*, а также воспронзводится днсплеем.

Устройство воспроизведения телесигналнзацин *УВТС* обеспечивает снгналнзацню на днспетчерском щнте по методу «темного щита» нлн «светлого щнта».

Воспронзведенне н регнстрацня теленэмерений производятся также в аналоговой форме, для чего предусмотрены цифро-аналоговые преобразователн *ЦАП*, аналоговые регистрнрующне приборы *АРП*, стрелочные прнборы, размещенные на днспетчерскнх пультах н на специальных панелях.

Информацня ТС, ТИИ, ТУ н кодовых команд защнщается повторением н дополннтельной проверкой каждого байта на нечетность. Каждый байт ТИТ н ПСИ защнщается на нечетность. Функцнональные адреса н номера групп, передаваемые с КП, защнщаются ннформационной обратной связью. Еслн обнаружена ошибка, то посылается запрос на повторную передачу сообщення. Ненсправность сгналнзнруется после трехкратного сбоя одного н того же сообщения.

Как н в системе ТМ-320, лнння связн обтекается постоянным током. Отсутствие тока свидетельствует о том, что с КП послана заявка на передачу ннформацнн нлн лнння связн н КП ненсправны.

Временна́я днаграмма работы снстемы ТМ-310 (рис. 15.12, *а*) во многом напомнкает временну́ю диаграмму работы ТМ-320 (см. рис. 15.8). Однн цикл также состоит нз 22 тактов, однако код номера КП не посылается, поскольку на каждой лннии связи находится лншь один КП. Длительность сннхроннзирующего импульса *СИ* та же. Новым является импульс — прнзнак команды *ПК*, означающнй, что в данном цикле с ПУ передается кодовая комбинация функцнонального адреса. Еслн с ПУ не посылается *ПК*, то это означает, что передается ПСИ. После переданного

байта информации посылается контрольный символ *КС* для защиты на четность.

Вызов ТИИ и ТИТ с КП производится передачей с ПУ синхронизирующего импульса, импульса *ПК*, функционального адреса *ФА* и номера группы объектов. Эта же посылка повторяется и во 2-м цикле. Если запрос принят, то в 3-м цикле с КП передается сигнал «Квитанция» (*КВ*) и в двух байтах кодовые комбинации для проверки (тестовый код). При ТИИ первый байт $Б_1$ тестового кода состоит из функционального адреса *ФА* и кода номера группы, второй байт $Б_2$ — это функциональный адрес и инвертированный код номера группы. В 4-м цикле тестовый код повторяется. Если тестовый код принят без искажений и совпал с переданным *ФА* и номером группы с ПУ, то в 5-м цикле посылается сигнал «Квитанция» и КП начинает передавать первый параметр ТИИ в группе. Передача происходит в двух байтах в 5-м и 6-м циклах. ПУ посылает сигнал «Квитанция», если параметр принят правильно, и КП начинает передачу нового параметра. После приема последнего параметра с ПУ посылается сигнал «Квитанция», а с КП — «Конец передачи». Этот сигнал повторяется и в следующем цикле, после чего ПУ посылает сигнал «Квитанция» и КП включает постоянный ток в линию связи.

Рис. 15.12. Структура передаваемых сигналов в системе ТМ-310

Структурная схема ПУ системы ТМ-310 приведена на рис. 15.13. Основным является блок задания режима работы *БРР*, который вместе с генератором тактовых импульсов *ГТИ* и распределителем импульсов *РИ* формирует все сигналы (тактовые, командные, управляющие) и синхронизирующий импульс, принимает адреса, проверяет на нечетность принятые комбинации и вырабатывает контрольные символы для кодовых комбинаций, передаваемых на КП, контролирует работоспособность аппаратуры и исправность линии связи. Сигналы ТС принимаются блоком *БУПрТС* и проверяются в двух соседних циклах по методу повторения и при отсутствии искажения поступают в устройство воспроизведения *УВТС*, которое формирует сигналы для управления лампочками на темном и светлом щитах и сигналов несоответствия при изменении состояния объекта.

Принимаемая информация (ТС, ТИИ, ПСИ, ТИТ) поступает на свои блоки приема *БПр* и на устройства воспроизведения и регистрации. Команды управления двухпозиционными объектами и регулирования «больше — меньше» поступают с пульта диспетчера на блок *БПдТУ*. Посылать команды ТУ может также вычислительная машина (ВМ). При

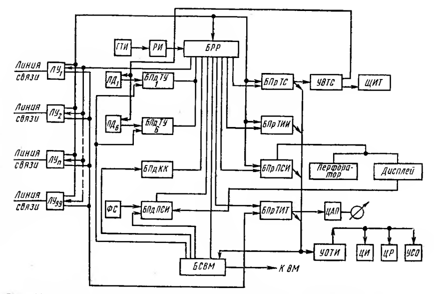


Рис. 15.13. Структурная схема пункта управления системы ТМ-310:
ЛУ — линейный узел; *ДП* — диспетчерский пульт; *УСО* — устройство сигнализации отклонения измеряемых параметров от нормы; остальные обозначения — прежние

этом одновременно можно посылать только одну команду независимо от того, откуда она поступает: с пульта или с ВМ. Кодовые команды для задания уставок регуляторам вырабатываются ВМ и посылаются на *БПдКК*. Остальные обозначения на рис. 15.13: *УОТИ* — устройство обработки информации; *БСВМ* — блок связи с вычислительной машиной; *ЦИ* — цифровой индикатор; *ЦР* — цифровой регистратор; *ФС* — фотосчитыватель.

В схеме КП системы ТМ-310 (рис. 15.14) блок задания режима работы *БРР* также является основным. Он принимает информацию, поступающую с ПУ через линейный узел *ЛУ*, проверяет ее на нечетность, а посылаемые в линию связи кодовые восьмиразрядные комбинации дополняются контрольным символом. Блок управления передачей телесигнализации *БПдТС* воспринимает информацию от контактных датчиков ТС об изменении состояния объектов и формирует сигнал запроса связи с ПУ. После получения сигнала вызова этот блок формирует последовательный код функционального адреса, номера группы и состояния объектов в группе. Та же информация передается и по вызову с ПУ.

Измеряемые величины с датчиков напряжения и тока через коммутатор датчиков *КДТ(н)*, управляемый блоком *БРР*, поступают на аналого-цифровой преобразователь *АЦП* блока управления *БПдТИТ*.

Датчики интегральных телеизмерений посылают число-импульсные сигналы на индивидуальные интеграторы *Ин*, с которых по команде из блока *БРР* информация в виде последовательного кода поступает в блок управления передачей *ТИИ*.

Для контроля работоспособности *АЦП* и *БПдТИИ* формируется тестовое измерение, несущее в себе также информацию о номере группы.

Производственно-статистическая информация *ПСИ* передается одинаково как с ПУ, так и с КП. Информация в блок *БПдПСИ* может поступать с фотосчитывателя *ФС* или с дисплея (на ПУ и ВМ). Она воспринимается блоком *БПрПСИ* и выводится на дисплей или перфоратор.

Блок приема ТУ и ТР осуществляет проверку информации методом повторения. Кроме того, проверяется, не поступило ли больше одной команды. Методом повторения проверяются также кодовые команды в блоке *БПрКК*, с которого они поступают на регуляторы *Р* непосредственно (при цифровом задании уставки) или через ЦАП (при задании уставки аналоговым сигналом).

§ 15.4. Система телемеханики ТМ-620

Система ТМ-620 [29] предназначена для обслуживания нефтедобывающих предприятий. Она передает данные о дебите, т. е. о количестве нефти и газа, выдаваемом скважиной в единицу времени, телединамометрировании (воспроизведение или регистрация динамограмм глубинно-насосной нефтескважины), значениях контролируемых параметров и посылает двухпозиционные команды ТУ.

Защита передаваемых сообщений осуществляется, так же как и в системе ТМ-320, повторением и проверкой на нечетность. При обнаружении ошибки производится переспрос, а при трехкратном сбое выдается сигнал неисправности и начинается опрос следующего КП. Несмотря на сложность аппаратуры, предназначенной для измерения дебита и телединамометрирования, обе эти операции сводятся в конечном итоге к передаче телеизмерений.

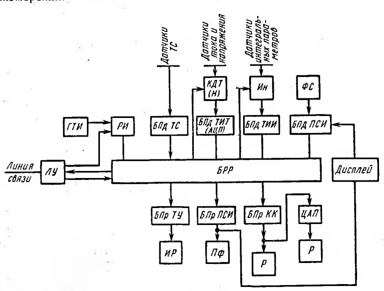


Рис. 15.14. Структурная схема контролируемого пункта системы ТМ-310:
БПд — блоки передачи; *БПр* — блоки приема; *ИР* — исполнительные реле; остальные обозначения см. по тексту

Система работает по выделенным двухпроводным линиям связи радиально-цепочечной структуры, число которых не превышает 15. К каждой линии связи можно подключать до 15 КП в зависимости от расстояния. Так, в случае кабельной линии связи с сопротивлением 30 Ом/км при дальности 60 км можно подключить вдоль линии 8 КП, при дальности 20 км — 15 КП.

КП выпускаются в четырех модификациях в зависимости от характера технологических объектов. Так, вторая модификация контролируемого пункта $КП_2$ может передать восемь ТИИ, два — ТИТ, два — ТС и принять восемь команд ТУ.

Как и в системе ТМ-320, вся информация передается в виде кодовых комбинаций. Цикл состоит также из 22 тактов при длительности тактового импульса 40 мс. Использование тактов примерно такое же, как и в системе ТМ-320 (см. рис. 15.8). При передаче ТИ и ТС в такте посылается сигнал «Конец информации», а при передаче ТУ — «Исполнение команды». При контроле аппаратуры КП с него передается сигнал «Исправно» в такте *5* или «Неисправно» в такте *6*.

Взаимосвязь блоков в ПУ и его связь с контролируемыми пунктами представлены на рис. 15.15. Как и в предыдущих системах, блок задания режима работы координирует работу всех блоков, формирует сигналы (генератор тактовых импульсов и распределитель на схеме не показаны) и т. п.

Коммутатор направлений *КН* подключает линейный узел *ЛУ* к одной из 15 линий связи, т. е. к одному направлению. Подключение производится реле с герконами. Прием команд ТИТ, ТИИ, ТС, передача команд, адреса КП, переспрос информации, преобразования двоичного кода в двоично-десятичный осуществляются блоком приема — передачи *БПП*. Блок замера дебита *БЗД* управляет измерением дебитов нефтяных скважин по индивидуальным программам и полученные данные в интегральном значении подает на *БПП*.

Прием сигнализации осуществляется блоком *БПрТС*, который запоминает состояние объектов и при его изменении выдает сигнал несоответствия для управления световой и звуковой сигнализацией. На тот же блок поступает информация о текущих значениях параметров при использовании кодовых датчиков, с которых снимается восьмиразрядный код.

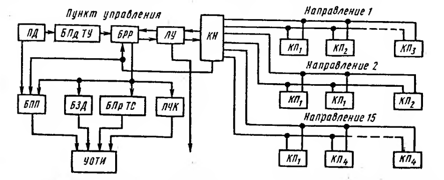


Рис. 15.15. Структурная схема пункта управления системы ТМ-620

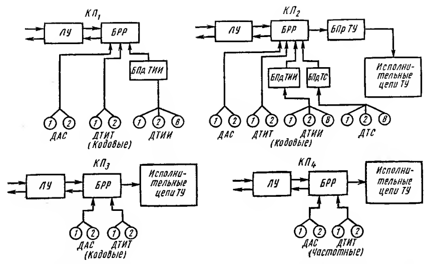


Рис. 15.16. Структурные схемы различных модификаций контролируемых пунктов системы ТМ-620 (*ДАС* — датчики аварийных сигналов; *ДТС* — датчики ТС; *ДТИТ* — датчики ТИТ; *ДТИИ* — датчики ТИИ; *БПд* — блоки передачи; *БПр* — блоки приема)

Из аналогового частотного сигнала сначала формируются прямоугольные импульсы, которые с преобразователя частота — код *ПЧК* снимаются в виде 12-разрядного двоично-десятичного кода и подаются в устройство обработки телеизмерений *УОТИ*. Команды управления двухпозиционными объектами посылаются с пульта диспетчера *ПД* с помощью блока *БПдТУ*, так же, как и в системе ТМ-320.

Структурная схема нескольких модификаций контролируемого пункта представлена на рис. 15.16. Назначение блоков на схеме такое же, как и в системах ТМ-320 и ТМ-310.

§ 15.5. Системы телемеханики ТМ-511 и ТМ-512

Системы ТМ-511 и ТМ-512 [29] используются в автоматизированных системах диспетчерского управления (АСДУ) энергосистемами и энергообъединениями. В отличие от предыдущих систем, предназначенных для обслуживания рассредоточенных объектов, они обслуживают сосредоточенные объекты. Это значит, что в каждой из систем имеется один ПУ и один КП. Каждая из систем передает с КП только известительную информацию, команды с ПУ не передаются.

Обе системы выполняют следующие телемеханические операции: спорадическую передачу ТС и ее воспроизведение, ретрансляцию ТС, циклическую передачу ТИТ и их воспроизведение на аналоговых приборах, ввод ТИТ и ТС в цифровую вычислительную машину и телеавтоматическое устройство ТА-100, вызов с КП сообщений ТС.

Число передаваемых сообщений: ТС в системе ТМ-511 до 736, в системе ТМ-512 до 480; ТИТ — 80 и 60 соответственно. Основная погрешность

ТИТ составляет ±0,6 % при цифровом воспроизведении и ±1 % при аналоговом.

В системах наряду с прямым используется и обратный канал, вследствие чего передача происходит по дуплексному каналу связи. С КП на ПУ по прямому каналу передаются сообщения ТИТ и ТС. С ПУ на КП по обратному каналу передаются: сигнал вызова всех групп ТС в виде серии «нулей» длиной 2 байта, сигнал «Квитанция» о правильном приеме ТС в виде серии «единиц» длиной 2 байта. В остальное время посылается контрольный сигнал в виде непрерывно чередующихся «единиц» и «нулей». Посылка контрольного сигнала обусловлена самим принципом спорадической передачи, применяемым в этих системах, и вызвана необходимостью проверки исправности линии связи и систем телемеханики (см. гл. 11).

Системы телемеханики ТМ-511 и ТМ-512 могут работать и в циклическом режиме передачи ТИТ и ТС с любой из скоростей: 50, 100, 200, 300 и 600 бит/с. Система ТМ-512 может дополнительно работать со скоростями передачи 25 и 37,5 бит/с. Обратный канал при циклической передаче становится ненужным.

Защита информации в системе ТМ-511 осуществляется циклическим кодом с дополнительной защитой на четность каждого байта, а в системе ТМ-512 применяется инверсный код (рис. 15.17).

В системе ТМ-512 передача ТС занимает пять байтов: байт кода начала, два байта адресного кода (основная и повторная комбинации), два байта кодовых комбинаций ТС (основная и повторная комбинации). Для передачи ТИТ отводится 19 байтов: байт кода начала, два байта адресного кода и 16 байтов кодовых комбинаций ТИТ (восемь основных и восемь повторных комбинаций). При повторении информационных байтов символы в повторных комбинациях инвертируются, если в основной комбинации число единиц — четное. При повторении адресных байтов инвертирование производится при нечетном числе единиц в основной комбинации. Вся комбинация, передаваемая с КП, бракуется, если обнаружена ошибка в адресе. Если обнаружится искажение одного из параметров передаваемых

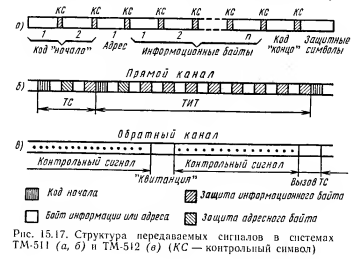


Рис. 15.17. Структура передаваемых сигналов в системах ТМ-511 *(а, б)* и ТМ-512 *(в)* (*КС* — контрольный символ)

телеизмерений при передаче ТИТ, то выдается сигнал ошибки, но остальные параметры, принятые без искажений, принимаются.

В системе ТМ-511 передача ТС занимает шесть байтов, а передача ТИТ — 13 байтов: два байта кода начала, адресный байт, восемь информационных байтов, байт кода конца и байт защитных символов циклического кода. Общее время передачи по сравнению с передачей в системе ТМ-512 уменьшается. Однако при искажении хотя бы одного параметра ТИТ бракуется вся группа, защищаемая циклическим кодом.

Структурные схемы КП систем ТМ-511 и ТМ-512 представлены соответственно на рис. 15.18, *а, б*. Основным узлом схем является блок задания режима работы *БРР*, определяющий порядок передачи ТИ и ТС в зависимости от вызова ТС по обратному каналу с ПУ, наличия заявок на передачу от блока передачи *ПдТС* и прихода сигнала «Квитанция» о правильном приеме ТС на ПУ. В *БРР* входят различные распределители. Так, распределитель тактов из импульсов, генерируемых *ГТИ*, формирует байт. Из серии байтов распределитель каналов образует циклы работы КП. Код начала формируется и передается в линейный узел приемопередающим узлом *БРР*.

При передаче ТИТ по сигналу из блока *БРР* коммутатором *КДТ(н)* подключаются к АЦП (он входит в состав блока *БПдТИТ*) как датчики с токовым выходом (—5— +5 или 0—5 мА), так и датчики с выходом по

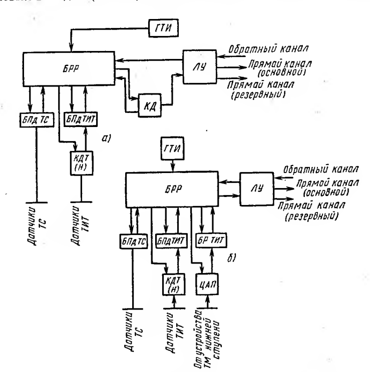


Рис. 15.18. Структурные схемы контролируемых пунктов систем ТМ-511 *(а)* и ТМ-512 *(б)*

напряжению (0—5 или —5—+5 В). На выходе образуются восьмиразрядные кодовые комбинации, поступающие в канал связи через блоки *БРР* и линейный узел *ЛУ*.

В обеих системах передача ТС осуществляется спорадически. Изменения состояния любого контролируемого объекта создают заявку на передачу ТС, которая происходит после окончания передачи очередной группы ТИТ. Далее, после передачи ТС следует очередная посылка ТИТ, в процессе которой на КП по обратному каналу с ПУ посылается сигнал «Квитанция» о правильном приеме сообщений ТС (см. рис. 15.17). После получения сигнала «Квитанция» КП вновь переходит на циклическую передачу ТИТ. Если сигнал «Квитанция» не получен, КП продолжает передавать ТС циклически, чередуя посылки.

Образование помехозащищенного кода осуществляется в системе ТМ-511 кодером (кодером — декодером *КД*), а в системе ТМ-512 — блоком задания режима работы *БРР*.

Подлежащие ретрансляции телеизмеряемые параметры хранятся в памяти цифро-аналогового преобразователя *ЦАП* — устройства телемеханики нижней ступени — и по команде из блока *БРР* поступают в блок управления ретрансляцией ТИТ, где они преобразуются в двоичный код и подаются через линейный узел *ЛУ* в канал связи.

Рассмотрим работу пунктов управления систем ТМ-511 и ТМ-512 (рис. 15.19, *а, б*). В линейном узле *ЛУ* происходит формирование по амплитуде принятых из канала связи импульсов, которые поступают далее на узел синхронизации *УС*, где происходит синфазирование.

В системе ТМ-511 (рис. 5.19, *а*) кодовые комбинации с выхода *УС* поступают в кодер — декодер *КД*, блок памяти *БП* и в блок преобразования последовательного кода в параллельный *БПК*.

Код начала состоит из девятиразрядной комбинации с четным числом единиц 111110001, повторяемой дважды. Когда эта 18-разрядная комбинация будет записана в регистр сдвига блока *БПК*, с него посылается сигнал для синхронизации. После кода начала информация в виде последовательного кода записывается в блок памяти. Если декодирование в *КД* показало, что информация принята верно, то блок *БПК* начинает прием информации из блока памяти *БП*.

Если после декодирования циклического кода и дополнительной проверки на нечетность ошибки обнаружено не было, то в следующем цикле дешифрация кода начала не производится. Начинается прием информации следующего цикла; одновременно записанные ранее в *БП* функциональный адрес и номер группы дешифрируются в *БПК*, запоминаются в *БРР* (функциональный адрес) и *БПК* и хранятся в течение всего времени выдачи информации, принятой в предыдущем цикле. Распределитель, входящий в блок *БРР*, формирует номера ТИТ в группе. Последующие информационные байты из *БП* поступают в параллельном коде в *БРР* и далее в устройства обработки и воспроизведения информации, вычислительная машина *ВМ* присоединяется к системе с помощью интерфейсных карт *ИК*.

В системе ТМ-512 (рис. 5.19, *б*) кодовые комбинации, закодированные инверсным кодом с выхода *УС*, декодируются в *БРР*. Этот же блок по принятому коду начала осуществляет синхронизацию распределителей

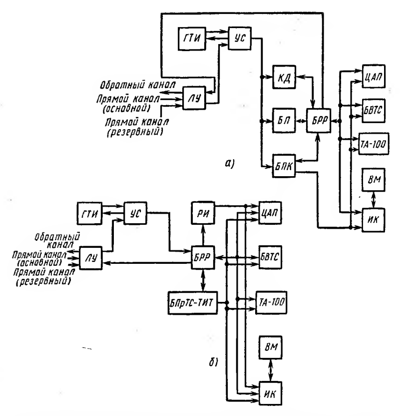


Рис. 15.19. Структурные схемы пунктов управления систем ТМ-511 *(а)* и ТМ-512 *(б)* (*БВТС* — блок воспроизведения ТС; ТА-100 — телеавтоматическое устройство)

КП и ПУ. Функциональные адреса дешифрируются в *БРР*, а номера групп — в *БПрТС — ТИТ* и запоминаются. Принимаемая информация, после того как проверка покажет отсутствие искажений, заносится в буферный регистр *БРР*, где она хранится, пока производится прием следующих кодовых комбинаций. После окончания приема информации в цикле следующий цикл начинается с приема кода начала.

§ 15.6. Система телемеханики ТМ-130

Система ТМ-130 * предназначена для телеконтроля и телеуправления объектами гидромелиорации. На этих объектах осуществляются: телесигнализация состояния насосных агрегатов, исправности оборудования, максимальных и катастрофических уровней верхнего и нижнего бьефов и естественных водостоков; телеизмерение уровня воды (на водомерных, во-

* Разработана и выпускается производственным объединением «Телемеханика».

Пауза	Синхропоследовательность	Старт	Номер КП	Число слов	Данные	Проверочные символы
1 байт	2 байта	1 байт	1 байт	1 байт	Не более 62 байт	2 байта

Блок укороченного циклического кода

Рис. 15.20. Структура передаваемых сигналов в системе ТМ-130

довыпускных и других сооружениях), расхода воды (в естественных водостоках, трубопроводах), подачи и стока воды, перепада уровней и т. п.; телеуправление насосными агрегатами, аппаратурой электроснабжения и телерегулирование положения исполнительных механизмов, уставок авторегуляторов уровня.

Телемеханическая информация может приниматься и передаваться с одного ПУ по четырем направлениям. При этом на каждом направлении может быть расположено до 60 КП. Дальность передачи по кабельной линии связи КС ППБ-$1 \times 4 \times 1{,}2$ — 25 км, по стальной воздушной линии (с проводами диаметром 4 мм) — не более 60 км, а по стандартному телефонному каналу при числе переприемов не более шести — 2000 км.

Контролируемые пункты выпускаются в трех модификациях. Так, число передаваемых ТУ на $КП_1$ составляет 8, на $КП_2$ — 4 и на $КП_3$ — 2. Соответственно числа передаваемых ТР — 8, 2, 1, ТС — 16, 8, 2, ТИТ — 16, 4, 2 и ТИИ — 8 (передача проходит только с $КП_1$).

Система выполнена на интегральных микросхемах серии К133 и должна обеспечить вероятность трансформации переданной команды ТУ — 10^{-10} и сообщения ТС — 10^{-7}.

Структура передаваемых сообщений в системе ТМ-130 представлена на рис. 15.20. Кроме укороченного циклического кода каждый байт защищается девятым символом для получения нечетного числа единиц. Пауза используется для установки приемных цепей в исходное состояние. Для потактовой синхронизации (синфазирования) применяется синхропоследовательность 101010101101010101. Старт необходим для цикловой синхронизации. Число слов определяет конец блока информационных символов k укороченного циклического кода.

Исходным режимом работы системы является циклический опрос всех КП для получения информации ТС и ТИТ. На ПУ новые значения текущих параметров и состояния объектов заносятся в память. Данные ТИТ сравниваются с заданными уставками для обнаружения выхода за уставку, а информация ТС анализируется для выявления аварийной сигнализации и сигнала вызова по телефону.

Система может работать также в режимах воздействия, обзора и регистрации. В режиме воздействия вводятся команды ТУ или ТР, устанавливается телефонная связь с КП, меняются заданные пределы изменения значения выбранного параметра, корректируются электронные часы и производится запуск внеочередной регистрации информации, выведенной на обзорный индикатор пульта. В режиме обзора на индикатор пульта можно вывести информацию ТИТ, ТИИ и ТС. При телефонном разговоре, который производится вместо любого режима, телемеханические сигналы по линии связи не передаются.

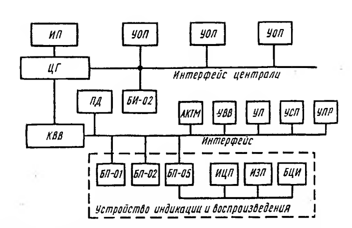


Рис. 15.21. Структурная схема пункта управления системы ТМ-130:
ЦГ — главная централь; *УОП* — устройство оперативной памяти; *БИ-02* — блок постоянной памяти; *КВВ* — канал ввода — вывода; *АКТМ* — аппаратура связи ПУ с КП; *УП* — устройство печати; *БП*-01 — блок воспроизведения ТС; *БП*-02 — блок преобразования кода в ток; *БП*-05 — блок управления цифро-буквенной индикацией; *ИЦП* — индикатор цифровой с памятью; *ИЗП* — индикатор знаковый с памятью; *БЦИ* — блок цифровой индикации

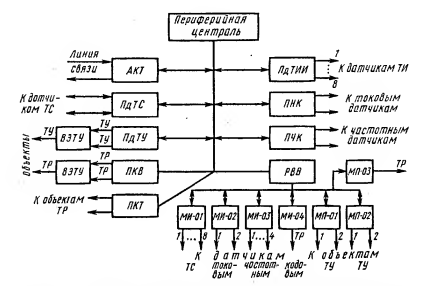


Рис. 15.22. Структурная схема контролируемого пункта системы ТМ-130:
АКТ — аппаратура канала телемеханики; *ПдТС* — передатчик ТС; *ПдТУ* — передатчик ТУ; *ПдТИИ* — передатчик ТИИ; *РВВ* — расширитель ввода — вывода; многоканальные преобразователи: код — время (*ПКВ*); код — ток (*ПКТ*); напряжение — код (*ПНК*); частота — код (*ПЧК*)

Аппаратура ПУ приведена на рис. 15.21. Здесь главная централь служит для управления работой устройств и блоков всего ПУ. Устройство ввода — вывода *УВВ* обеспечивает автоматическую регистрацию на бланке пишущей машинки. Устройство считывания с перфоленты *УСП* вводит программы, тесты, данные по оборудованию КП и другую информацию, необходимую для работы системы. Устройство перфорации *УПР* выводит на перфоленту сообщения ТС, ТИТ, ТИИ и команды ТУ, ТР. Инженерный пульт *ИП* предназначен для выполнения наладочных и ремонтных работ.

Пульт диспетчера выполняет следующие основные функции: сигнализацию отклонений от исходного режима системы; обзор информации отклонений на обзорном индикаторе; обзор по выбору параметров ТИТ, ТИИ и состояний объектов ТС с возможностью регистрации индикации; передачу команд ТУ и ТР; обзор и коррекцию электронных часов; обзор информации о неисправности аппаратуры системы; выдачу информации о каждом сооружении телемеханизированного объекта. Пульт диспетчера состоит из индикатора обзора информации, клавиатуры воздействия, справочного индикатора, панели сигнализации и телефона.

Назначение функциональных блоков КП дается в подписях к рис. 15.22. Приемник ТУ и модуль *МП-01* обеспечивают выдачу команд на реле РЭС-55А. Многоканальный преобразователь *ПКТ* и модуль *МП-03* преобразуют девятиразрядный двоичный код изменения уставки ТР в управляющее воздействие. Передатчик *ПдТС* и модуль *МИ-01* фиксируют изменение состояния двухпозиционных объектов. Преобразователь *ПНК* и модуль *МИ-02* преобразуют аналоговые сигналы датчиков ТИТ в двоичный восьмиразрядный код. Модуль *МИ-04* предназначен для приема информации от кодового датчика ТИТ в параллельном 12-разрядном коде.

Работу функциональных блоков КП организует периферийная централь. Все КП находятся в ждущем режиме, исключая КП, получивший код адреса. Сигналы в канал связи передаются модулированными по частоте.

Контрольные вопросы

1. Перечислите системы телемеханики третьего поколения.
2. Каково назначение комплекса систем телемеханики ТМ-120?
3. Сколько КП может обслуживать один ПУ в системе ТМ-120-1? Какая информация и в каком количестве может передаваться с одного КП и приниматься им?
4. Какие коды используются в системе ТМ-120-1?
5. Перечислите основные характеристики системы ТМ-120-2, включая методы защиты передаваемой информации от искажения.
6. Каково назначение комплекса систем телемеханики ТМ-320 и ТИ-310? Укажите объем информации, передаваемой в каждой системе.
7. Какой способ передачи применяется в системах ТМ-320 и ТМ-310 — циклический или спорадический? Как контролируется исправность линии связи?
8. Объясните работу КП по рис. 15.10.
9. Как защищается передача командной и известительной информации в системах ТМ-320 и ТМ-310?
10. Объясните работу системы ТМ-310 по временной диаграмме рис. 15.12.
11. В чем особенность работы системы ТМ-620?
12. По каким линиям связи работает система ТМ-620?
13. В каких модификациях выпускаются КП в системе ТМ-620?

14. Каковы особенности систем ТМ-511 и ТМ-512?
15. Как используется обратный канал в системах ТМ-511 и ТМ-512?
16. Как защищается информация в системах ТМ-511 и ТМ-512?
17. Что означает сигнал «Квитанция» в системах ТМ-511 и ТМ-512?
18. Для каких целей предназначена система ТМ-130 и какое число КП она обслуживает?
19. Как защищается передача информации в системе ТМ-130?

Глава 16. Системы телемеханики с использованием вычислительной техники

В последние годы в телемеханике все шире используется вычислительная техника. Это обусловливается рядом преимуществ, которые дает применение микропроцессоров и микро-ЭВМ в системах телемеханики. Приведем некоторые из них:

1) повышение оперативности обмена информацией за счет ускорения математической обработки данных при получении усредненных показателей телеизмеряемых величин, расчета масштабных коэффициентов, более рационального сжатия данных и исключения сообщений, не несущих информацию (одновременно это разгружает канал связи и увеличивает объем передаваемой информации);

2) расширение функциональных возможностей системы телемеханики. В частности, появляется возможность обслуживания периферийных устройств и передачи информации с различной скоростью, хранение информации при вре́менной перегрузке канала связи;

3) повышение надежности системы за счет уменьшения количества элементов при ее построении, увеличения автономности пункта управления и контролируемого пункта. При аварийной ситуации диспетчер может повторить наблюдения за ходом процесса по данным, записанным в памяти; улучшение возможности поиска неисправностей в самой системе;

4) упрощение построения системы, уменьшение ее габаритов и потребляемой мощности, снижение трудоемкости изготовления системы и ее стоимости.

Системы телемеханики с использованием микропроцессоров и микро-ЭВМ относятся к системам четвертого поколения.

Материал этой главы требует знания устройства микропроцессора. Не дублируя соответствующих руководств на эту тему, конспективно изложим принцип действия микропроцессора применительно к телемеханике.

§ 16.1. Применение микропроцессоров в телемеханике

Электронная вычислительная машина (ЭВМ) — устройство, предназначенное для обработки данных под управлением программы.

Данные — цифры, преобразованные в код и помещенные в виде электрических сигналов (импульсов) в ячейках памяти данных, находящихся в оперативной памяти, называемой оперативным запоминающим устройством (ОЗУ).

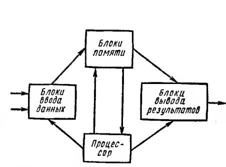


Рис. 16.1. Упрощенная структурная схема вычислительной машины

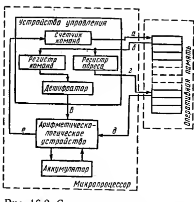


Рис. 16.2. Структурная схема микропроцессора

Программа — алгоритм * вычислений, записанный в определенном для данной ЭВМ коде. Программа состоит из команд. Каждой команде соответствует одна определенная операция ЭВМ, например операция сложения, относящаяся к командам арифметических операций. Могут быть и другие команды, например команды пересылки данных из одной части ЭВМ в другую. Программы в виде команд также помещают в ОЗУ, но в раздел памяти команд.

В ЭВМ имеется устройство, которое с помощью команд вызывает данные из памяти и производит над ними нужные операции. Таким устройством, реализующим программу и управляющим всеми вычислениями и взаимодействием устройств в ЭВМ, является процессор — центральное устройство ЭВМ. Упрощенная структурная схема ЭВМ представлена на рис. 16.1.

Микропроцессор (МП) — устройство, предназначенное для выполнения арифметических и логических операций по заданной программе и выполненное в виде одной или нескольких больших интегральных схем (БИС). Состав МП, изготовленного на одной БИС (однокристалльного МП), можно представить по его упрощенной структурной схеме (рис. 16.2).

Арифметическо-логическое устройство (АЛУ). Выполняет различные арифметические операции над двоичными числами (сложение, вычитание, дополнение, увеличение и уменьшение числа на единицу и др.) и некоторые логические операции (И, ИЛИ, сложение по модулю 2). Основной частью АЛУ является сумматор, так как все арифметические операции можно выполнять путем сложения (вычитания). В АЛУ входят также регистры, дешифратор и логические схемы. Есть в АЛУ и местное управление, воспринимающее команды от устройства управления и обрабатывающее частные команды в нужной последовательности.

* Алгоритм — предписание, определяющее порядок вычислительного процесса.

Устройство управления (УУ). Осуществляет управление операциями в МП с помощью управляющих сигналов, выдаваемых генератором тактовых импульсов, по командам, из которых составлена программа. Одновременно УУ обеспечивает координацию всех составных частей МП.

Регистры. В МП имеются регистры самых различных назначений. Основными из них являются аккумулятор, счетчик команд, регистр команд, регистр адреса и регистры общего назначения.

Аккумулятор, или накапливающий регистр. Если, например, нужно сложить в АЛУ два числа, то до начала операции одно число может находиться в аккумуляторе. Второе число (операнд) поступает из ОЗУ. После окончания операции ее результат (в нашем примере сумма от сложения) хранится в аккумуляторе, а затем передается в ОЗУ или в устройство ввода — вывода. Так как аккумулятор может хранить лишь одно слово, имеющее разрядность, с которой оперирует МП, то к нему иногда добавляют регистр связи, заполняющийся при переполнении аккумулятора. Регистр связи позволяет соединить старший и младший разряды аккумулятора, что необходимо для циклического сдвига информации вправо или влево в соответствии с программой. Он выполнен из нескольких триггеров, называемых флажками, и позволяет индицировать состояние аккумулятора: нулевое содержание, знак содержимого переноса информации и его переполнения.

Счетчик команд, или программный счетчик. Программа состоит из заданной последовательности команд, которые хранятся в ОЗУ, МП должен извлекать эти команды в той же последовательности, для чего ему нужно знать, в каких ячейках памяти они находятся, т. е. знать адреса команд. Последовательность извлечения команд, т. е. их адреса, записывается в регистре — счетчике команд, который и считывает эти команды из памяти, что позволяет МП поочередно выполнять их. Всякий раз, когда команда извлекается из памяти, УУ инкрементирует (увеличивает на единицу показания счетчика), т. е. подготавливает счетчик к считыванию из памяти следующей команды.

Регистр команд. В зависимости от типа МП команда может состоять из одного или нескольких байтов. Одна часть команды называется кодом операции и указывает, какая операция должна быть выполнена в АЛУ (сложение, вычитание и т. п.). Другая часть команды называется кодом адреса (или просто адресом), так как содержит адрес, указывающий, где находится операнд, который должен быть прибавлен (или убавлен в зависимости от выполняемой операции, отмеченной в коде операции) к содержимому аккумулятора.

Адрес, указанный счетчиком команд, пересылается в оперативную память (ОЗУ), и командное слово, хранимое по этому адресу, пересылается в УУ для записи на регистры и последующего использования.

Если команда имеет формат 2 или 3 байт (состоит из 16 или 24 разрядов), то на код операции отводится первый байт, который записывается в регистр команд. Последующие байты, составляющие адрес, записываются в регистр адреса.

Если команда состоит из одного байта (восьмиразрядный МП), то вся команда записывается в один регистр команд. На код операции обычно

отводятся первые 3—5 разрядов. Если код операции состоит из пяти разрядов, то это позволяет выполнить 32 команды. Последние три разряда команды — это трехбитовый адрес, обеспечивающий получение всего восьми операндов. Для быстроты доступа к операндам каждый из них записывается в регистре. Эти регистры, называемые *регистрами общего назначения* (РОН), обозначают буквами B, C, D, E, H, L, W и Z. Таким образом, команда 10000100 означает: прибавить содержимое регистра E к содержимому аккумулятора (10000 — код операции, а 100 — адрес четвертого регистра, т. е. регистра E).

Код операции из регистра команд пересылается в дешифратор, где он преобразуется в сигнал, на основании которого АЛУ выполняет соответствующую операцию над операндами (сложение, вычитание и т. п.).

Микропроцессор связан с периферийными устройствами, которые вводят программы и данные для обработки и выводят данные после вычислений. К периферийным устройствам относятся также внешние запоминающие устройства.

Устройства ввода. Преобразуют принимаемые данные в электрические сигналы. Основными являются устройства ввода с перфоленты и перфокарты, а также телетайп. Устройства ввода принимают телеизмеряемые величины, преобразованные в аналого-цифровых преобразователях в код.

Устройства вывода обработанных данных. Преобразуют электрические сигналы в неэлектрические или используют кодовые комбинации для цифровой индикации и регистрации. К ним относятся также дисплеи и различные печатающие устройства. Устройства вывода обеспечивают цифровое и аналоговое воспроизведение, а также регистрацию принятых кодов телеизмерения. Следует отметить, что телетайп и дисплей используют не только как устройства ввода — вывода, но и как средство управления МП.

Интерфейс. Интерфейс — совокупность различных устройств и правил передачи сигналов, обеспечивающих сопряжение МП с периферийными устройствами (внешний интерфейс), а также между отдельными устройствами внутри самого МП (внутренний интерфейс).

Для связи МП с периферийными устройствами, когда необходимо выполнение различных операций и преобразование информации, применяют сложный интерфейс, называемый периферийно-программируемым адаптером.

Шины. Внутри МП прокладывается шина данных, состоящая из ряда проводов и связывающая все устройства между собой (внутренняя шина данных). Внешняя шина данных выходит за пределы МП. Эти шины обеспечивают пропуск кодовой комбинации (слова) на число разрядов, на которое рассчитан данный МП. У наиболее распространенных однокристальных МП «ширина» шины данных или магистрали составляет восемь разрядов. Связь внутри МП и с внешними устройствами осуществляется также с помощью шины адреса и шины управления.

Работа МП производится от внешнего генератора тактовых импульсов (ГТИ), переключающегося с частотой в несколько мегагерц. Для того чтобы все регистры и логические схемы МП работали слаженно и в соответствующей последовательности, а переключение устройств МП было

согласовано с работой периферийных устройств, предусмотрена схема синхронизации. Конструктивно МП выполнен в виде БИС, размеры корпуса которой определяются числом выводов. Так, в 40-выводном корпусе для шины данных предназначено 8 выводов, для адресной шины — 16 выводов и для шины управления — до 10 выводов.

В связи с большим объемом информации, передаваемой в МП и из него, внешних выводов МП оказывается недостаточно, поэтому применяют мультиплексирование (см. § 9.3). В некоторых МП для передачи адресов и данных используют одну и ту же шину.

Если вычислительное устройство выполняется в виде одной или нескольких БИС, содержит процессор, систему ввода и вывода, то оно называется микроконтроллером. Такой прибор способен контролировать и управлять простейшими технологическими процессами, электробытовыми приборами и др.

Совокупность МП, устройств памяти, ГТИ, внешних устройств и интерфейса представляет собой микропроцессорную систему.

В обычном однокристалльном МП разрядность слова и система команд неизменны. Существуют более сложные, выполненные на нескольких БИС, многокристальные (модульные) МП с изменяемой разрядностью слова и микропрограммным управлением. Такие МП положены в основу более сложных микро-ЭВМ.

Рассмотрим, как работает МП на примере выполнения команды. Сначала в счетчике команд устанавливается адрес команды, которая должна быть выполнена, например адрес команды № 1. Далее по сигналу «Пуск» устройства управления адрес команды № 1 поступает в раздел ОЗУ, в котором хранятся команды (линия *а* на рис. 16.2). Команда, находящаяся по этому адресу, пересылается в регистры в виде кодового слова (линия *б*). При трехбайтной команде первый байт кодового слова (код операции) записывается в регистр команд. Остальные байты (адрес) поступают на регистр адреса. После декодирования кода операции в дешифраторе сигнал с последнего передается в АЛУ для его подготовки к выполнению заданной операции (линия *в*), а код адреса направляется в раздел ОЗУ, где хранятся данные (линия *г*). Согласно этому вызову, из ячейки ОЗУ код данных пересылается в соответствующий регистр АЛУ (линия *д*). После выполнения операции АЛУ выдает в УУ сведения об окончании данной операции (линия *е*), содержимое счетчика увеличивается на единицу и МП оказывается подготовленным к выполнению следующей команды № 2.

Таким образом, цикл прохождения команды состоит из двух фаз. Первая фаза (выборка команды) заканчивается пересылкой команды из оперативной памяти в регистры команд и адреса. Во второй фазе (исполнение команды) выполняется заданная операция.

Для выполнения большинства арифметических операций требуется минимум два операнда, например сложить числа X и Y. В этом случае код адреса должен быть рассчитан на вызов двух операндов. После выполнения операции над ними результат операции помещается в аккумулятор. Это двухадресный МП. Во многих МП один из операндов предварительно помещается в аккумулятор, поэтому необходимо адресовать только второй операнд (одноадресный МП).

Такие традиционные телемеханические режимы, как передача командной информации (ТУ, ТР) и прием известительной информации (ТС, ТИ), с точки зрения вычислительной техники можно рассматривать как выполнение тех или иных команд, которые записываются в памяти МП или ЭВМ в определенной последовательности. При этом команда будет посылаться по назначению в указанном порядке. При передаче телеизмеряемых величин, снимаемых с датчиков, напряжения или токи этих величин преобразуются в аналого-цифровых преобразователях в кодовые комбинации и через устройство ввода записываются в память, откуда они считываются кодом адреса команды в устройство вывода и через линейный блок посылаются в линию связи. В постоянном запоминающем устройстве (ПЗУ) записывается также программа работы с такими периферийными устройствами, как устройства обработки, воспроизведения и регистрации информации, ретрансляции телеизмерений и т. п.

§ 16.2. Адаптивная телеинформационная система АИСТ

Система АИСТ * предназначена для передачи оперативной информации в диспетчерские пункты, распределяющие электроэнергию, и для управления высоковольтной коммутационной аппаратурой на электростанциях и подстанциях.

В основу построения системы были положены принципы адаптивности передачи всех видов информации, программируемости выполняемых функций, одновременности принятия информации по разным каналам связи от разнотипных передающих устройств и квазицикличности передачи. Предусмотрено резервирование аппаратуры пункта управления (ПУ).

Один ПУ может обслуживать до 32 контролируемых пунктов (КП). С одного КП можно передать: 256 телесигнализаций двухпозиционных объектов (ТС); 32 телеизмерения текущих параметров (ТИТ) от аналоговых датчиков; 8 ТИТ от цифровых датчиков; цифро-буквенная информация (ЦБИ) может передаваться в неограниченном количестве.

Передача сообщений в системе производится двоичным кодом. Одно кодовое слово состоит из трех байтов и защищается кодом типа кода Хэмминга [24]. Кроме того, предусмотрена защита по нечетности каждых трех информационных символов (рис. 16.3, *а*). Символы № 22 и № 23 являются контрольными символами кода типа кода Хэмминга, а контрольный символ № 24 дополнительно защищает все слово по нечетности. Первые символы слова предназначены для образования адреса ТИ или группы сигналов ТС. С помощью восьми информационных символов передается значение параметра ТИ или положение восьми объектов ТС (передача восьмиразрядным кодом обеспечивает точность воспроизведения ТИ порядка 0,5 %). В итоге из 24 разрядов слова восемь разрядов адресные, восемь — информационные и восемь — защитные.

Маркерное слово (рис. 16.3, *б*) также состоит из трех байтов. Оно выполняет роль синхронизирующего сигнала, 15 кодовых слов и одно маркерное слово образуют одну фазу (рис. 16.3, *в*).

В ПУ предусмотрена также фазовая защита кодовых слов, которая

* Система разработана во ВНИИЭ и СКБ «Молния» [25].

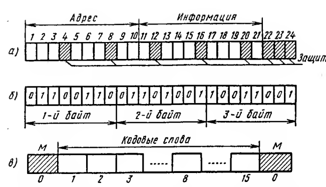


Рис. 16.3. Структура передаваемых сигналов в системе АИСТ

бракует слово, если принят фронт одного из его символов, смещенный более чем на 25 % длительности символа от нормального положения.

Каналы связи, по которым передается информация в системе,— кабельные или частотно-выделенные. Прием информации происходит по 32 направлениям, которые разбиваются на восемь групп по четыре канала в группе. Скорость передачи с КП на ПУ может происходить по стандартной шкале 50, 100, 200, 300, 600 или 1200 Бод.

Передача информации с КП на ПУ осуществляется тремя режимами: адаптивным, циклическим и квазициклическим.

Адаптивный режим. В системе непрерывно и поочередно опрашиваются все измеряемые величины. В первом слове передается параметр телеизмерения, которое по сравнению с другими ТИ в данный момент времени имеет наибольшее отклонение от переданного значения, записанного в память. Во втором слове снова передается параметр телеизмерения, имеющего максимальное отклонение по сравнению с другими телеизмеряемыми величинами, и т. д. Таким образом, если, например, в первом слове передан параметр ТИ № 7, то во втором слове это может быть параметр ТИ № 20 или параметр того же ТИ № 7; все зависит от того, как изменяется величина. Указанный способ адаптивной передачи отличается от изложенного в § 13.8 тем, что в нем передается параметр не того ТИ, которое достигло критерия наибольшего отклонения, а параметр ТИ, занявшего первое место по отклонению среди других телеизмерений. Это значит, что если, например, параметр ТИ № 5 сильно изменяется, то оно может передаваться подряд много раз, а параметр ТИ № 20 в эти промежутки времени не будет передаваться, хотя оно и сильно изменяется, но все же чуть меньше, чем параметр ТИ № 5.

Циклический режим. В этом режиме система работает кратковременно, обычно в течение одного цикла, сразу после ее включения (например, аварийного). Иногда на циклический режим система переходит по требованию диспетчера. В этом случае посылается стандартная последовательность 0101010101010101, затем передается маркерное слово и далее — информация кодовыми фразами.

Квазициклический режим. В этом режиме в одном и том же слове фразы система всегда циклически передает сигналы ТИ или ТС, а в остальных 14 словах информация передается в адаптивном режиме. На-

пример, для циклического режима предназначено слово № 8. В первом цикле в нем передаются значения ТИ № 1, во втором — ТИ № 2, в третьем — ТИ № 3 и т. д.

Рассмотрим назначение и работу узлов системы (рис. 16.4). Центральный процессор *ЦП*, выполненный на базе микропроцессора К580ИК80, получает информацию от канального адаптера *КА* и размещает ее в оперативном запоминающем устройстве *ОЗУ* (на ПУ). На КП центральный процессор циклически, по заранее заданной программе, опрашивает датчики ТИ и ТС. При адаптивном режиме ЦП сравнивает полученную информацию с информацией, хранящейся в *ОЗУ*, и передает выявленные параметры с наибольшими отклонениями в микропроцессор последовательного интерфейса *ПсИ* канального адаптера, где она кодируется и через блок синхронизации и линейные узлы *КА* в последовательном коде поступает в модем *М*. На ПУ после демодуляции в модеме информация принимается микропроцессором последовательного интерфейса *КА* и в параллельном восьмиразрядном коде передается в ЦП, который через последовательный интерфейс *ПсИ* направляет ее на пульт и щит диспетчера. Центральный процессор ЦП на ПУ и на КП определяет исправность аппаратуры с помощью программных тестов.

Канальный адаптер состоит из последовательного интерфейса, узла синхронизации приема и линейного узла. Интерфейс *ПсИ* содержит четыре универсальных синхронно-асинхронно программируемых приемопередатчиков (УСАПП), выполненных в виде БИС К580ИК51. Все четыре УСАПП работают под управлением отдельного микропроцессора К580ИК80, находящегося в том же интерфейсе *ПсИ*. Устройства УСАПП преобразуют параллельный код, полученный из микропроцессора, в последовательный код и выдают его в модем, а также выполняют обратное преобразование, т. е. преобразуют последовательный код, полученный из модема, в параллельное восьмиразрядное слово и выдают его в канал данных микропроцессора. Если система обслуживает 32 КП, то на ПУ используется восемь интерфейсов *ПсИ* для организации двунаправленной связи. Микропроцессор последовательного

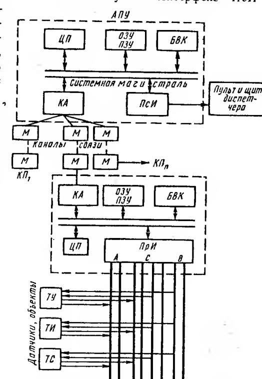


Рис. 16.4. Структурная схема системы АИСТ

интерфейса на ПУ не только кодирует и декодирует информацию, но и передает ее с адресом в ЦП, сообщая, получена ли она с ошибкой или без нее. Линейный узел обеспечивает гальваническую развязку цепей, производит формирование фронтов сигналов и их усиление.

Параллельный интерфейс *ПрИ* включает в себя две БИС К580ИК55. Работа *ПрИ* программируется ЦП. К параллельному интерфейсу *ПрИ* на КП через шины *А*, *В* и *С* подключается аппаратура для передачи ТС и ТИ (аппарат ТС или ТИ). Так, аппарат ТИ-8 собирает информацию в аналоговой форме о значениях восьми телеизмеряемых величин, преобразует ее в код и выдает на шины интерфейса *ПрИ*.

Параллельный интерфейс *ПрИ* программируется таким образом, что адрес и другие данные, поступающие из ЦП, выдаются на шину *В*. Все аппараты ТС и ТИ (их может быть несколько) считывают эту информацию, и аппарат, которому она предназначается, выдает требуемые данные на шину *А*. По шине *С* передаются и принимаются сопровождающие всю информацию управляющие сигналы. Например, при поступлении информации на шину *В* на шину *С* подается строб записи, после появления которого аппараты ТИ, ТС начинают дешифрацию выставленного адреса.

Аппаратура КП аналогична аппаратуре ПУ, но рассчитана на переработку меньшего объема информации. Так, на ПУ канальный адаптер рассчитан на передачу по 32 направлениям, а на КП — по четырем, из которых одно — направление в ПУ, другое, если необходимо,— в дисплей, третье — в ПУ другой системы телемеханики (при ее наличии) и одно резервное.

Блок визуального контроля *БВК* не участвует в работе системы и обычно выключен. Он включается для контроля за работой аппаратуры, при поиске неисправностей и записи новых программ.

Работа системы АИСТ может происходить автоматически. Последовательность действий в системе, связанных с вызовом КП, получением с него сигналов ТИ и ТС, а также выполнением других телемеханических функций, заранее программируется. Программа вводится в постоянное запоминающее устройство *ПЗУ* в виде команд и данных.

Процессор не обязательно обращается к каждой команде в строгой последовательности. Очередность выполнения команд программы может быть изменена при появлении заданных промежуточных результатов. Например, в режиме ТИ (опрос датчиков), если состояние какого-либо объекта обнаружится аварийным, дальнейший цикл опроса датчиков будет прекращен и микропроцессор перейдет к подпрограмме обработки данного аварийного режима.

§ 16.3. Управляющие вычислительные телекомплексы

Выпускаются три модификации управляющих вычислительных телекомплексов (УВТК) [30]: УВТК-100 для трубопроводного транспорта, УВТК-300 для промышленных предприятий и УВТК-501 для энергосистем. Телекомплекс УВТК-100 обслуживает 30, УВТК-300 — 99 и УВТК-501 — 32 КП. Максимальный объем информации, получаемой с одного КП и передаваемой на него, равен соответственно: ТС — 256, 512 и 512; ТИТ — 240, 512 и 256; ТИИ — 8, 256 и 16; ТУ — 240, 120 и 120; ТР (за счет ТУ) —

до 120 во всех модификациях; кодовые команды — 16, 112 и 16. Во всех модификациях может передаваться неограниченное количество буквенно-цифровой информации (БЦИ). Передача в телекомплексе УВТК-100 производится по древовидной линии связи, в остальных модификациях — по радиальной линии связи. На рис. 16.5 показана структурная схема контролируемого пункта УВТК.

Из рис. 16.5 следует, что микро-ЭВМ («Электроника-60») состоит из микропроцессора $МП_1$, модуля $В_1$ для подключения печатающей машинки «Консул-260», двух модулей оперативной памяти $П_1$, модуля параллельного интерфейса $И_1$, обеспечивающего совместно с блоком КИ-02 переход на программно-аппаратный интерфейс комплекса ИПАК. В каркас микро-ЭВМ вставляется также интерфейсная карта КИ-04, которая совместно с блоком У-62 обеспечивает связь с кассетным магнитофоном и дисплеем, входящими в комплекс средств подготовки информации *АККОРД*.

В случае необходимости вместо фотосчитывателя, машинки и блока $В_1$ можно установить интерфейсную карту КИ-03, которая подключает пульт управления. С помощью коммутаторов ИТ-01, ИТ-02 и ИТ-05 к АЦП-02 подключаются до 256 датчиков. Блок У-52 обеспечивает прием информации с число-импульсных датчиков. Каждый из возможных 16 блоков У-48 позволяет ввести до 32 сигналов ТС. Блоки У-46 и У-47 вводят буквенно-цифровые сообщения в регистр информации РИ-7701, который воспроизводит данные на дисплее и обеспечивает их регистрацию на машинке. Блок У-50 преобразует кодовые команды в число-импульсный код и управляет блоком регулятора *БР*. Блок У-45 управляет двухпозиционными объектами с помощью выходных реле *ВР*. Выход на приборную магистраль, к которой подключены приемники информации, производится блоком У-51. Сигнализацию на мимическом и световом щитах обеспечивают блоки Ж-411 и Ж-412. Блок ПКА-04 прсобразует код в постоянный ток,

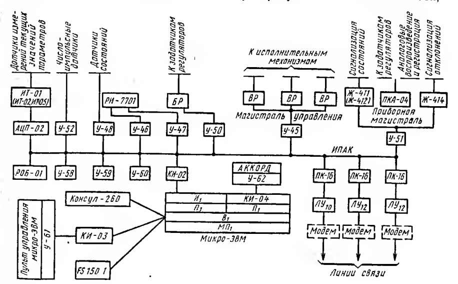


Рис. 16.5. Структурная схема контролируемого пункта УВТК

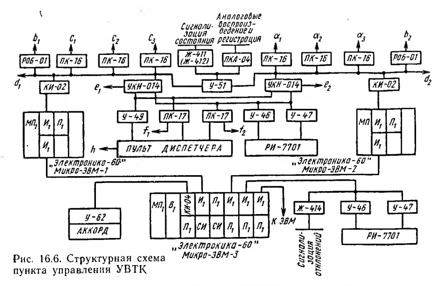


Рис. 16.6. Структурная схема пункта управления УВТК

а блок Ж-414 сигнализирует отклонение измеряемых параметров от заданных уставок. Блоки ПК-16 преобразуют параллельный код в последовательный (и наоборот) и через линейные узлы ($ЛУ_{10}$, $ЛУ_{12}$) и модемы посылают информацию в линию связи. Блок РОБ-01 контролирует работоспособность системы. Код Грея преобразуется в двоичный код в блоке У-58. Блоки У-59 и У-60 ретранслируют телеизмерения в другие системы телемеханики.

В схеме пункта управления УВТК (рис. 16.6) используются три микро-ЭВМ: две — для передачи и приема и одна — для обработки информации. Команды с пульта диспетчера передаются блоками У-49 и ПК-17 через коммутатор, находящийся в плате УКН-014. Дисплей и регистратор информации РИ-7701 подключаются блоками У-46 и У-47. Микро-ЭВМ-3 имеет блоки согласования интерфейсов *СИ*. Назначение остальных блоков такое же, как и в схеме контролируемого пункта на рис. 16.5.

Контрольные вопросы

1. Какие функции выполняет микропроцессор?
2. Начертите структурную схему простейшего микропроцессора и объясните назначение его основных устройств. Проследите путь прохождения команды между блоками микропроцессора.
3. Какие виды интерфейса Вы знаете?
4. Какие шины имеются в микропроцессоре?
5. Какая телемеханическая информация передается в системе АИСТ и как она защищается?
6. Объясните смысл адаптивного режима системы АИСТ.
7. Чем различаются циклический и квазициклический режимы системы АИСТ?
8. Объясните назначение и работу узлов системы АИСТ по рис. 16.4.
9. Какие системы телемеханики входят в УВТК?
10. Какая вычислительная техника используется в УВТК?
11. Объясните назначение блоков и узлов на рис. 16.5 и 16.6.

Приложение I

Задание на курсовой проект по телемеханике и методические указания по его выполнению

Цель проекта. Закрепление студентами знаний по курсу «Телемеханика» и приобретение навыка в разработке систем телемеханики.

Подлежащая разработке система телемеханики является адресной системой ТУ — ТС — ТИ для рассредоточенных объектов с временным разделением сигналов, передаваемых в виде кодовых комбинаций. Сигналы обрабатываются по частоте при передаче по линии связи. Имеются общие исходные данные для построения всех вариантов системы и индивидуальные данные, состоящие из 15 пунктов. Совокупность общих исходных данных и подпунктов индивидуальных исходных данных составляет конкретный вариант системы, который должен разработать студент.

Общие исходные данные к проекту

а) Число управляемых и контролируемых объектов на каждом контролируемом пункте (КП) равно 10: ТИ — 2, ТС — 3 и ТУ — ТС — 5.

б) Система телемеханики может работать в трех режимах: ТС, ТИ и ТУ. Работа в любом режиме начинается с посылки с пункта управления (ПУ) кодовой комбинации общего адреса, состоящего из адреса номера КП и адреса режима. Например, послана комбинация 1010100110, в которой адрес режима передан корреляционным кодом (четыре младших разряда), а адрес КП — инверсным кодом. Посылка общего адреса производится ключами выбора КП и ключами выбора режимов. Число ключей зависит от числа КП.

в) Передача команд ТУ производится только по вызову. После вызова нужного КП телеуправление осуществляется пятью ключами выбора объектов и двумя кнопками (ключами) для включения или отключения объекта. Ключи выбора объектов и кнопки являются общими для всех КП.

г) Прием сигналов ТС и ТИ производится по вызову или путем циклического опроса. Одновременно сигналы ТС и ТИ не передаются.

д) Для приема сигналов ТС предусмотрены сигнальные лампочки, ключи квитирования (для ТУ — ТС) и общая кнопка квитирования (для ТС).

е) Для приема сигналов ТИ по вызову предусматривается наличие двух ключей вызова (общих для всех КП). Параметр ТИ № 1 всегда воспроизводится в аналоговой форме, а параметр ТИ № 2 — в цифровой.

ж) Движение распределителей на ПУ и на КП осуществляется генераторами синусоидальных колебаний с формирователями.

з) Синхронизация циклическая, синфазирование по импульсам.

и) Передача информации между ПУ и КП осуществляется по двухпроводной линии древовидной структуры с параллельным присоединением.

к) Амплитуда сигнала на входе приемника КП — 0,1 В.

л) Среднеквадратичное напряжение помехи в полосе входного фильтра КП — 0,03 В.

м) При передаче сигналов ТИ и ТС число информационных символов в защищаемом слове не ограничивается.

Индивидуальные исходные данные к проекту

1. Число КП: а) 4; б) 8.

2. Подключение каждого КП к ПУ при непрерывном циклическом опросе на нужное число циклов осуществляется с помощью: а) счетчика и распределителя; б) счетчика и дешифратора; в) любым иным способом.

Примечание. Под циклом понимают время между передачей двух синхронизирующих кодовых посылок (синхрокомбинаций).

3. Телесигнализация осуществляется с помощью: а) бесконтактной схемы «темного щита»; б) бесконтактной схемы «светлого щита»; в) релейной схемы «темного щита»; г) релейной схемы «светлого щита» с лампами двух цветов; д) релейной схемы «светлого щита» с лампой одного цвета.

4. При работе системы по вызову циклический опрос отменяется и происходит групповой вызов КП. Группы состоят из: а) двух КП; б) трех КП.

Номера вызываемых КП расположены подряд. Для вызова двух КП предусматривается столько ключей, сколько имеется пар КП. Например, первый ключ для КП № 1 и 2, второй ключ для КП № 3 и 4 и т. д. Для вызова трех КП нужно: при задании п. 1а) — два ключа (один — для вызова трех КП и один — одного КП); при задании П. 1б) — три ключа (два — для вызова трех КП и один — двух КП). Кроме того, должны быть предусмотрены индивидуальные ключи или кнопки для того, чтобы после вызова группы КП можно было поочередно подключать каждый КП. Диспетчер может вызвать группу КП и любой КП в группе на столько времени, сколько потребуется.

5. Защита общего адреса при выполнении режима ТС или ТИ осуществляется двояко: адрес КП защищается одним кодом, а адрес режима — другим, а именно: а) адрес КП — инверсным кодом, а адрес режима — корреляционным кодом; б) адрес КП — корреляционным кодом, а адрес режима — инверсным кодом; в) адрес КП — кодом Хэмминга с исправлением одной ошибки, а адрес режима — инверсным кодом; г) адрес КП — кодом с четным числом единиц, а адрес режима — кодом Хэмминга с исправлением одной ошибки; д) адрес КП — кодом Хэмминга с обнаружением двух ошибок, а адрес режима — кодом с нечетным числом единиц.

Примечание. При кодировании по Хэммингу кодовые комбинации адреса режимов или КП должны иметь не менее четырех разрядов.

6. Передача сигналов ТУ осуществляется распределительным или двоичным кодом на все сочетания. В одном цикле с ПУ посылаются символы кодовой комбинации выбора одного объекта и характера операции («Включить», «Отключить»). Эти символы, составляющие команду ТУ, и символы общего адреса составляют одно слово (блок), которое защищается: а) информационной обратной связью, охватывающей только команды ТУ, которые отдельно не защищаются, тогда как адрес КП и режима защищается кодом согласно п. 5; б) решающей обратной связью; при этом общий адрес передается, как указано в п. 5, а команды ТУ защищаются одним из следующих кодов: кодом Хэмминга с исправлением одной ошибки, инверсным кодом и корреляционным кодом. Студент должен выбрать из указанных кодов тот, который отсутствует в его задании по п. 5. Например, если задан п. 5а), то значит, что команды ТУ следует передавать кодом Хэмминга.

7. Передача сообщений ТИ и ТС с КП на ПУ осуществляется одним из вариантов циклического кода: а) с обнаружением четырех ошибок; б) с обнаружением пяти ошибок; в) с обнаружением шести ошибок; г) с обнаружением семи ошибок; д) с обнаружением восьми ошибок; е) с исправлением двух ошибок.

Примечание. В случае необходимости возможно применение укороченных циклических кодов.

8. Синхрокомбинация, передаваемая с ПУ на КП, осуществляет функции синхронизации и синфазирования по импульсам. В состав синхрокомбинации входят поч-

ти полностью единицы, т. е. импульсы, по фронтам которых осуществляется синфазирование по импульсам. Синхрокомбинация имеет вид: а) 111101111; б) 011111110.

9. Погрешность телеизмерения: а) 1 %; б) 2 %.

10. Тип аналого-цифрового преобразователя (АЦП) для ТИ: а) преобразование в код Грея с помощью углового перемещения; б) преобразование по методу напряжение — время — число — двоичный код; в) преобразование по методу напряжение — время — число — двоично-десятичный код; г) преобразование по методу напряжение — частота — число — двоично-десятичный код; д) преобразование по методу напряжение — фаза — время — число — двоичный код; е) преобразование по методу последовательного счета; ж) преобразование по методу поразрядного кодирования.

11. Представление информации одного фиксированного ТИ путем цифрового отсчета с помощью цифрового индикатора, относящегося к таким группам: 1) с постоянным начертанием цифр; 2) с формированием цифр из элементов в процессе считывания; 3) с использованием индикации счетчиков по методам: а) досчета; б) компарации; в) опроса.

12. Представление информации второго ТИ в аналоговой форме с использованием цифро-аналоговых преобразователей (декодирующие сетки) типов: а) $R-2R$ (суммирование напряжений); б) $R-2R$ (суммирование токов); в) с весовыми значениями разрядных резисторов для суммирования напряжений; г) с весовыми значениями разрядных резисторов для суммирования токов.

13. Расчет вероятностей: а) элементарных переходов P_{10} (подавления команды) и P_{01} (возникновения ложной команды) для симметричного и несимметричного каналов; б) возникновения обнаруженных и необнаруженных ошибок при передаче одного адреса КП, если $P_{10}=10^{-3}$, а $P_{01}=10^{-4}$; в) то же, что и п. б), но для адреса режима.

14. Все сообщения, исключая сообщения, передаваемые по обратному каналу, передать, используя поднесущие и несущие, с помощью трехкратных модуляций: а) КИМ — АМ — АМ в полосе частот 300—900 Гц на несущей 8 кГц; б) КИМ — АМ — ЧМ в полосе частот 1200—1500 Гц на несущей 12 кГц; в) КИМ — ЧМ — АМ в полосе частот 2400—3400 Гц на несущей 15 кГц.

15. Все сообщения с КП на ПУ передать, используя поднесущие и несущие: а) КИМ — АМ — АМ в полосе частот 900—1200 Гц на несущей 10 кГц; б) КИМ — АМ — ЧМ в полосе частот 0—300 Гц на несущей 5 кГц; в) КИМ — ЧМ — АМ в полосе частот 300—900 Гц на несущей 17 кГц.

П р и м е ч а н и е. При составлении индивидуального задания аналогичные подпункты в п. 14 и 15 не должны совпадать.

Содержание курсового проекта

Г р а ф и ч е с к а я ч а с т ь. Структурная схема системы. Функциональные схемы ПУ, КП и отдельных блоков системы. Диаграмма сигналов в линии связи.

П о я с н и т е л ь н а я з а п и с к а. Описание структурной схемы и функциональных схем. Описание функциональной схемы с указанием номеров элементов схемы при прохождении: одной команды ТУ, одного сигнала ТС и одного сообщения ТИ.

Р а с ч е т ы: а) частот поднесущих; б) длительности одного элементарного сигнала комбинации; в) быстродействия системы при передаче команд ТУ, сигналов ТС и одного сообщения ТИ; г) помехоустойчивости.

П р и м е р з а д а н и я д л я с т у д е н т о в с п е ц и а л ь н о с т и 0606. Разработать проект системы, используя общие и индивидуальные исходные данные:

Иванов: 1а), 2б), 3а), 4а), 5а), 6а), 7б), 8б), 9а), 10а), 11б), 12в), 13в), 14б), 15а);

Петров: 1б), 2а), 3б), 4б), 5б), 6б), 7а), 8а), 9б), 10б), 11а), 12а), 13а), 14а), 15б)

Большое число индивидуальных пунктов и подпунктов позволяет составить задания для студентов нескольких групп, существенно отличающиеся друг от друга.

Методические указания по выполнению курсового проекта по телемеханике

Как следует из задания на курсовой проект, его выполнение базируется на знаниях, полученных студентами при изучении курса телемеханики. Новым и, пожалуй, самым трудным в курсовом проекте является построение функциональных схем отдельных узлов и логических связей между ними. Это уже инженерная работа, которая необходима студенту V курса как для выполнения дипломного проекта, так и для дальнейшей деятельности. Отметим учебный характер представленного задания: оно имеет излишнее число требований, предъявляемых к системе, что необходимо для конкретизации проектов.

1 Принцип работы системы телемеханики. Как при циклическом опросе, так и при опросе по вызову система может работать в режимах ТС, ТУ и ТИ. Без вмешательства диспетчера система работает в режиме ТС с автоматическим циклическим опросом одного КП за другим. Диспетчер может перевести систему из режима ТС в режим ТИ при той же циклической работе системы. При работе системы по вызову диспетчер может вызвать любой КП на любое время и работать с ним в любом режиме.

Режим ТС. Это основной режим работы системы, так как в отсутствие других режимов система должна работать именно в этом режиме при циклическом опросе. В начале каждого цикла автоматически посылается общий адрес с указанием режима ТС и в выбранном КП поочередно начинают опрашиваться все восемь объектов (пять из них управляемые), с которых может быть послано сообщение о том, что их состояние изменилось. Сначала к пункту управления автоматически подключается $КП_1$, затем $КП_2$ и т. д. В общем адресе адрес режима всегда остается одним и тем же, изменяется лишь адрес КП.

Режим ТИ. Получив адрес, означающий, что ПУ требует передачу телеизмерений, КП поочередно передает оба телеизмерения. Если необходимо получить показания только с одного объекта, диспетчер отменяет циклический опрос и вызывает телеизмерения с одного из двух объектов.

Режим ТУ. Когда посланный общий адрес принят на выбранном КП и он подготовился к приему команд, диспетчер может управлять одновременно только одним из пяти объектов.

Получив известительную сигнализацию о том, что команда по переключению данного объекта выполнена, диспетчер может перейти на управление следующим объектом. В этом же режиме может быть передана и телесигнализация (аварийная сигнализация) как с пяти управляемых объектов, так и с остальных трех объектов, с которых поступает только сигнал ТС.

Из сказанного следует, что подключение данного КП (методом циклического опроса или по вызову) осуществляется только на получение или передачу определенной информации, передаваемой в данном режиме. При работе по вызову диспетчер задает любой из трех режимов, при циклическом опросе — режимы ТИ и ТС, причем ТС включается автоматически при переходе на циклический опрос (если не задан режим ТИ).

2. Временна́я диаграмма работы системы телемеханики. Разработку системы телемеханики следует начинать с построения ее временной диаграммы, которая является графическим представлением временных соотношений между различными фазами работы системы. Временна́я диаграмма позволяет уяснить основные принципы построения системы и ее работу в целом. Данные,

полученные из временной диаграммы, являются исходными для дальнейших расчетов, а также для составления структурных и функциональных схем системы. В общем виде временная диаграмма может выглядеть так, как показано на рис. П.I, *а*.

В начале работы системы, т. е. в начале цикла, с пункта управления (ПУ) на все контролируемые пункты (КП) посылается синхрокомбинация (СК), которая синхронизирует и синфазирует работу распределителей на КП с распределителем на ПУ. После этого следуют посылка общего адреса, который предназначен для вызова необходимого КП, установление требуемого режима работы вызванного КП (посылка адреса режима или адреса функции) и в конце цикла — передача информации: команд ТУ с ПУ и сообщений ТС и ТИ с КП.

Возьмем для примера такие исходные данные: число КП — 5, число команд ТУ — 3, ТИ — 2 и ТС — 3. Первое ТИ передается с точностью 1 %, второе — 2 %. Вызов КП защищается инверсным кодом, а сигналы адреса режима — кодом Хэмминга с исправлением одной ошибки. При передаче ТУ используется корреляционный код и решающая обратная связь.

На рис. П.I, *б* показаны тактовые импульсы, которые поступают с генератора импульсов на распределитель для его переключения. Длительность одного импульса и одной паузы, следующей за импульсом, составляет одну временную позицию (t_1, t_2, ...). В данном случае длительность импульса равна длительности паузы. Так как обычно используются триггерные распределители, снимаемый с них импульс занимает всю временную позицию.

Для определения длительности цикла, в течение которого может быть передана и принята вся служебная и полезная информация, необходимо определить число временных позиций (В.П.), требуемых для передачи каждого сообщения. Рассмотрим это, исходя из данных нашего примера.

Для обеспечения синхронной и синфазной работы системы в начале каждого цикла передается синхрокомбинация, занимающая согласно заданию девять временных позиций (рис. П.I, *в*). Далее с пункта управления на контролируемый пункт посылается общий адрес, причем вначале следует посылка кодовой комбинации для выбора требуемого КП. Так как в нашем примере число КП равно пяти, длина кодовой комбинации обычного двоичного кода не должна превышать трех разрядов. Например, для вызова КП № 5 посылается комбинация 101. Поскольку комбинация должна быть защищена инверсным кодом, общая длина комбинации составляет шесть разрядов (101010). Это значит, что для ее передачи потребуется шесть временных позиций. Передача адреса режима защищается кодом Хэмминга. Так, если для выбора режима ТИ используется комбинация 0011, то контрольные символы равны 100, т. е. вся комбинация примет вид 1000011 и займет семь временных

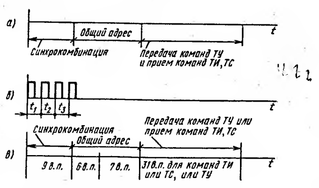


Рис. П.I. Временная диаграмма работы системы телемеханики

позиций. Таким образом, для передачи общего адреса требуется 13 временных позиций, а всего для передачи служебной информации — 22 временные позиции.

Для определения числа временных позиций, отводимых для передачи полезной информации, нужно рассчитать, сколько требуется временных позиций для передачи каждого вида сообщений (ТУ, ТС и ТИ). Наибольшее число этих позиций и является искомым числом, так как в адресной системе телемеханики сообщения передаются поочередно.

Передача пяти команд телеуправления для выбора объекта производится обычным двоичным кодом, для чего, как и в случае передачи адреса вызова КП, требуются всего три временные позиции. При защите этой трехразрядной кодовой комбинации корреляционным кодом число временных позиций увеличивается до шести. Две позиции должны быть отведены для выполнения характера операций («Включить» или «Отключить»), сигналы о выполнении которых следуют после передач сигналов о выборе объекта. После посылки команды диспетчер должен немедленно получить известительную сигнализацию о ее выполнении. В задании не указано, каким кодом осуществляется эта сигнализация, и студент должен выбрать его самостоятельно. Кроме того, в задании не оговорено, используется ли известительная сигнализация только о переключении объекта или применяется и промежуточная сигнализация о выборе объекта. Это решение опять-таки самостоятельно должен принять студент. Будем считать, что в нашем примере применяется двойная известительная сигнализация, причем сигнализация о выборе объекта является общей; она осуществляется одной лампочкой для всех пяти объектов. Если принять, что известительная сигнализация передается распределительным кодом, то окажется, что для нее требуется шесть временных позиций, из которых одна отводится для сигнализации о выборе объектов, а пять — для сигнализации об их переключении.

Так как сигналы ТУ защищаются еще и решающей обратной связью, то необходимо отвести временные позиции для возможных сигналов «Переспрос» и «Продолжение». В задании не оговорено, передаются ли решающие сигналы помехозащищенным кодом и является ли система с РОС системой с ожиданием решающего сигнала или с непрерывной передачей информации. Считая, что в нашем примере с КП на ПУ передаются оба решающих сигнала («Продолжение» и «Повторение»), которые защищаются инверсным либо корреляционным кодом, получим число временных позиций, увеличенное еще на четыре. Таким образом, суммарное число временных позиций для команд ТУ равно 18.

Рассмотрим теперь, сколько необходимо временных позиций для передачи двух телеизмерений. Для передачи ТИ № 1 с точностью 1 % требуется семиразрядный код, так как 1 % значения величины передается комбинацией 0000001, а 100 % — комбинацией 1100100. Для передачи ТИ № 2 с точностью 2 % необходим шестиразрядный код. Если сразу передаются оба телеизмерения, то для этого требуется 13 временных позиций. Однако по условию передача телеизмерения должна быть защищена циклическим кодом. Пусть в нашем примере такой код будет исправлять две ошибки. Это означает, что нужны циклические коды БЧХ с числом разрядов не менее 31. Таким образом, для передачи телеизмерений требуется 31 временная позиция.

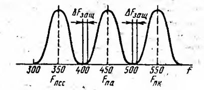
Для передачи сообщений телесигнализации, которые передаются на тех же временных позициях. Поэтому общее число временных позиций для передачи информ-циклическим кодом, будет использовано то же кодирующее устройство с тем же числом временных позиций.

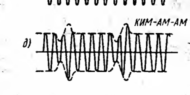
Таким образом, для передачи телеизмерений требуется наибольшее число временных позиций. Поэтому общее число временных позиций для передачи информации равно 53, из них 22 предназначено для передачи служебной информации, а 31 — полезной.

3. Расчет полосы частот и длительности импульса. В п. 14 и 15 задания устанавливаются полосы частот, в которых следует выбирать

Рис. П.III. Образование сигналов ▶ в системе телемеханики

Рис. П.II. Распределение полосы частот между передаваемыми сообщениями





поднесущие для передачи с ПУ на КП синхрокомбинации, общего адреса и команд телеуправления, и сигналов ТС, ТИ с КП на ПУ.

Рассмотрим пример передачи информации с ПУ на КП, считая, что поднесущие должны быть расположены в полосе частот 300—600 Гц (в задании даются другие частоты). На рис. П.II показано, что выделенная полоса частот делится на три равных диапазона, в которых, в свою очередь, выбираются средние частоты — поднесущие. На поднесущей $F_{псс}=350$ Гц передается синхронизирующий сигнал, на поднесущей $F_{па}=450$ Гц — общий адрес и на поднесущей $F_{пк}=550$ Гц — команды телеуправления. Эти поднесущие должны быть модулированы видеоимпульсами синхрокомбинации и команд. Поэтому длительность видеоимпульса следует выбирать такой, чтобы после его преобразования в радиоимпульс требуемая для передачи полоса частот лежала в отведенных пределах.

Полосы частот на рис. П.II соответствуют амплитудной манипуляции. Между ними должны быть защитные интервалы, обусловленные нестабильностью генераторов поднесущих. Если считать, что генерация поднесущих осуществляется с точностью $\pm 0{,}5$ %, то $\Delta F_{защ}=4$ Гц.

Длительность радиоимпульса определяется из выражения $\tau=2/\Delta F_{0,7}$. Если фильтры имеют относительно пологий спад характеристики, как на рис. П.II, то $\Delta F_{0,7}\approx 0{,}5\Delta F\approx 50$ Гц и $\tau=40$ мс, где ΔF общая полоса канала.

На рис. П.III, *а* приведен пример образования видеоимпульсов при осуществлении функции телеуправления. Это и есть кодоимпульсная модуляция (КИМ) На рис. П.III, *б* изображена поднесущая 525 Гц, а на рис. П.III, *в* показана амплитудная манипуляция этой поднесущей видеоимпульсами, т. е. образование радиоимпульсов. Таким образом, была произведена двойная модуляция КИМ — АМ. Согласно заданию, передача информации по линии связи должна осуществляться несущей с помощью амплитудной или частотной модуляции. На рис. П.III *г* изображена несущая 6 кГц (в задании приведены другие несущие), а на рис. П.III, *д* показано, как колебания, представленные на рис. П.III,*в*, модулируют эту несущую. В итоге получается тройная модуляция: КИМ — АМ — АМ.

После определения длительности импульса можно рассчитать быстродействие проектируемой системы телемеханики, подсчитать длительность одного цикла. Бу-

дем считать, что импульс занимает весь временной интервал, его длительность равна длительности временного интервала. Тогда, умножая общее число временных позиций, необходимых для передачи всей информации в течение цикла, на длительность импульса, получим длительность цикла, равную 0,7 с. В дальнейшем это время должно быть уточнено в зависимости от применяемых в системе методов автозапуска и синфазирования распределителей.

4. Структурные схемы системы телемеханики. Структурной называют схему, определяющую как состав устройств и блоков, необходимых для построения системы, так и связь между ними. Из структурной схемы, составляемой на основании технического задания и временной диаграммы, конкретнее вырисовывается принцип действия системы. Рассмотрим составление структурной схемы для пункта управления системы (рис. П.IV).

Основным элементом любой системы телемеханики с временным разделением сигналов является распределитель, который и обеспечивает создание тех временных позиций, о которых шла речь при составлении временной диаграммы. Переключает распределитель блок генератора, в который входят генератор синусоидальных колебаний, формирователь, преобразующий синусоидальные колебания в прямоугольные, и делитель, уменьшающий частоту следования импульсов до требуемой. В распределителе должно быть предусмотрено схемное решение, обеспечивающее его автоматический запуск (АЗ) с первой ячейки, после того как произойдет переключение последней ячейки распределителя. Для снятия с первых ячеек распределителя в определенной последовательности импульсов (1 и 0) должна быть предусмотрена соответствующая схема, которую условно назовем блоком синхрокомбинации. Сформированная синхрокомбинация модулирует сначала 1-ю поднесущую, которая затем модулирует 1-ю несущую, для чего служат генераторы и модуляторы. Далее через полосовой фильтр синхрокомбинация поступает в линию связи. Вслед за синхрокомбинацией следует посылка общего адреса. Комбинация по выбору КП и режима модулирует сначала 2-ю поднесущую, а затем через полосовой фильтр следует в линию связи.

Сигналы команд формируются в кодере и поступают в линию связи через модуляторы и полосовой фильтр. При этом кодовая комбинация записывается также в накопителе. Для передачи команд телеуправления предусматриваются ключи и кнопки. С КП сигналы передаются 2-й несущей и поступают через полосовой фильтр 2-й несущей, демодулятор на полосовые фильтры и демодуляторы поднесущих.

Сообщения ТС и ТИ принимаются декодером и подаются на схемы сигнализации и индикации: аналоговой (через цифроаналоговый преобразователь ЦАП) и цифровой.

Принятые сообщения обратной связи (в данной схеме обратная связь — информационная), пройдя полосовой фильтр и демодулятор, поступают на схему сравнения. В зависимости от результатов сравнения на приемник с помощью распределителя посылаются сигналы «Продолжение» или «Стирание».

5. Функциональные схемы системы телемеханики. Функциональной называют схему, показывающую взаимодействие устройств, блоков, узлов и элементов системы телемеханики в процессе ее работы.

В отличие от структурной схемы функциональная схема содержит рабочие коммуникации между устройствами и блоками, по которым можно судить как об очередности функционирования отдельных устройств и блоков системы, так и о ее работе в целом и в деталях. Функциональную схему строят на основании временной диаграммы и структурной схемы. Вспомогательные связи (например, цепи питания) в функциональной схеме не приводятся.

Функциональную схему можно выполнять с разной степенью детализации, т. е. на уровне устройств, блоков или элементов.

В курсовом проекте функциональная схема системы телемеханики выполняется на уровне блоков, которыми являются распределители, регистры, дешифраторы,

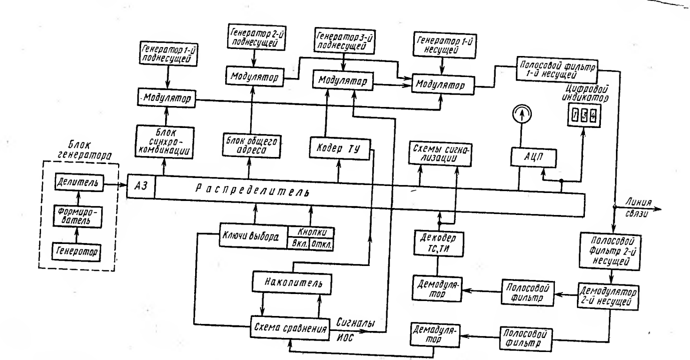


Рис. П.IV. Структурная схема пункта управления системы телемеханики

генераторы, модуляторы и т. п. Для большей ясности некоторые блоки, особенно самостоятельно разработанные, могут составляться из логических элементов, таких, как триггеры, И, ИЛИ, И — НЕ.

Составление функциональных схем ПУ и КП является наиболее ответственной и для большинства студентов самой трудной частью курсового проекта. В книге имеется достаточно примеров функциональных схем.

6. *Примеры выполнения отдельных узлов курсового проекта.* Подавляющее большинство узлов и схем, которые могут быть использованы в курсовом проекте, приводится в этой книге. Поэтому остановимся лишь на некоторых схемах, дополняющих изложенное ранее. Заметим, что схемы, которые будут приведены, взяты из курсовых проектов студентов. Эти схемы не всегда решают задачи оптимально, но зато являются оригинальными, что заслуживает всемерного поощрения.

Блок передачи общего адреса. Задание: 1) при циклическом опросе обеспечить поочередный выбор одного из четырех КП и подключение его к ПУ на четыре цикла; 2) при работе по вызову обеспечить подключение к ПУ сначала одной группы КП, а затем другой; внутри каждой группы обеспечить поочередный выбор одного из двух КП; 3) выбор КП осуществить распределительным кодом, который затем для повышения помехоустойчивости преобразовать в инверсный код; 4) для передачи адреса функции использовать корреляционный код.

Студентами было найдено несколько вариантов решения такой задачи. Один из них представлен на рис. П.V.

При циклическом опросе счет циклов времени подключения КП определяется по одному из импульсов синхрокомбинации СИ, поступающему на счетчик циклов *СчЦ*, состоящий из триггеров T_3 и T_4. Импульс *СИ* переключает триггер младшего разряда счетчика *СчЦ*, проходя через элемент $И_1$. Для этого перед началом циклического опроса нажимают кнопку циклического опроса *ЦО*, плюс питания $U_п$ переключает триггер T_2 и на элемент $И_1$ начинает поступать потенциал. Схема, выполненная на триггерах T_5 и T_6, а также на элементах $И_2$—$И_5$, образует дешифратор двоичного кода. Когда на элемент $И_2$ поступают три единицы, с него снимается импульс на выбор первого контролируемого пункта $КП_1$, т. е. комбинация 0001. При поступлении трех единиц на элемент $И_3$ снимается комбинация 0010 и т. д. Триггеры T_5 и T_6 образуют счетчик дешифратора *СчД*, аналогичный счетчику циклов (во избежание загромождения схемы в обоих счетчиках не показаны цепи их возвращения в исходное состояние). При подаче первого импульса *СИ* на счетчик *СчЦ* на выходах триггеров T_3 и T_4 возникает нулевой потенциал; при этом на инверсных выходах триггеров T_5 и T_6 записаны сигналы 1. Провода с выходов счетчика *СчД* поданы на элементы $И_2$—$И_5$ таким образом, что на элемент $И_2$ поступают две единицы — 11, на элемент $И_3$ — 10, $И_4$ — 01 и $И_5$ — 00. Поэтому, когда с ячейки *1* распределителя будет подан импульс на элемент $И_2$, на ее выходе появится сигнал 1, который поступит непосредственно на выход через сборку $ИЛИ_2$ и на шифратор инверсного кода *ШИ*. Это будет означать, что выбран $КП_1$. В следующем такте работы распределителя импульс с ячейки 11, поступив на элемент $И_3$, не создаст на ее входе сигнала, так как на вход поданы сигналы 1 с триггера T_6 и 0 с триггера T_5. Импульс с элемента $И_3$ будет снят лишь через четыре цикла (что означает выбор $КП_2$), когда переключившийся триггер T_4 переключит триггер T_5, отчего на элементе $И_3$ возникнут потенциалы, эквивалентные 11, на элементе $И_2$ — 10, $И_4$ — 00 и $И_5$ — 01. Поэтому, когда поступит импульс с ячейки 11 распределителя, с элемента $И_3$ будет снят сигнал 1. Можно проследить также работу элементов $И_4$, $И_5$, для чего полезно воспользоваться таблицей работы счетчика.

Рассмотрим теперь процесс образования инверсного кода. Информационные символы *k* подаются с элементов $И_2$ — $И_9$ через $ИЛИ_2$ на выход, на входы *S* триггеров T_7—T_{10} и на триггер T_{13} через $ИЛИ_3$. На выходах *Q* триггеров T_7—T_{10} образуются контрольные символы *m* инверсного кода без инвертирования, а на выходах $\overline{Q}$ — инвертированные символы *m*. Если число символов *k* четное, то на

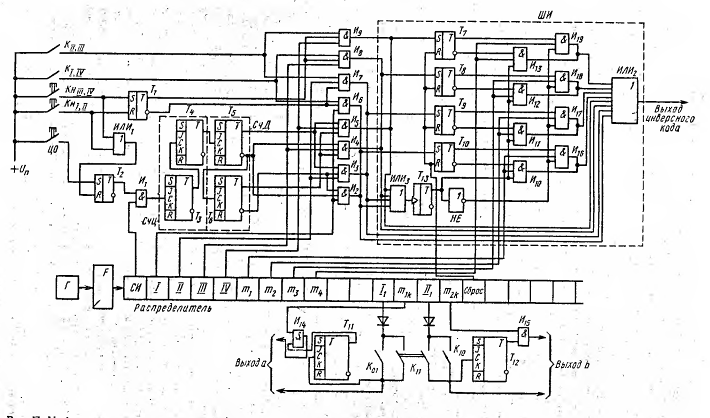


Рис. П. V. Функциональная схема блока передачи общего адреса

выходе триггера T_{13} $Q=0$ и с элементов $И_{10}—И_{13}$ ничего не снимается. Этот символ в элементе НЕ инвертируется в 1, которая разрешает снятие с элементов $И_{16}—И_{19}$ контрольных символов без инвертирования. Если число информационных символов нечетное, то на выходе триггера T_{13} $Q=1$. Эта логическая единица разрешает съем инверсного кода с элементов $И_{10}—И_{13}$, а логический нуль с элемента НЕ закроет схемы $И_{16}—И_{19}$. При выборе КП с элементов $И_2—И_5$ снимается всего лишь одна единица, т. е. слово состоит из одной 1 и трех 0, поэтому символы $m_1—m_4$ в инверсном коде должны инвертироваться. Их съем с элементов $И_{10}—И_{13}$ осуществляется импульсами с ячеек $m_1—m_4$ распределителя.

При работе по вызову замыкают сначала один из ключей, а затем нажимают кнопку. Например, если нужно выбрать $КП_1$, то замыкают ключ $K_{I,IV}$, который выбирает сразу группу из двух КП. Далее нажимают кнопку $Кн_{I,II}$. При этом сигналы поступают одновременно через сборку $ИЛИ_1$ на триггер T_2, который переключается и отсоединяет схему циклического опроса, а также на триггер T_1, с которого потенциал поступает на элементы $И_6—И_7$. Таким образом, на элемент $И_6$ подаются два сигнала 1, тогда как на элементы $И_7—И_9$— по одному. Поэтому, когда с ячейки I распределителя на элемент $И_6$ поступает импульс, на ее выходе появляется сигнал, который поступает на триггер T_{10} и переключает его, т. е. осуществляется выбор $КП_1$. Дальнейшее кодирование комбинации инверсным кодом осуществляется, как и при циклическом опросе. Для выбора $КП_2$ следует включить ключ $K_{II,\,III}$ и нажать кнопку $Кн_{I,\,II}$.

На том же рис. П.V показана схема для посылки адреса режима, который сначала формируется в виде двоичного кода, а затем преобразуется в корреляционный код. Например, замыкание ключа K_{01} означает, что на кодирующее устройство корреляционного кода поступает комбинация двоичного кода 01, т. е. только сигнал 1 с ячейки I_1 распределителя (старший разряд, снимаемый с ячейки II_1, равен нулю, поскольку ключ K_{10}, так же как и ключ K_{11}, не замкнут). Комбинация 01 преобразуется в комбинацию корреляционного кода 0110 таким образом: сигнал 1 с ячейки I_1 через ключ K_{01} проходит на выход и одновременно переключает триггер T_{11}, вследствие чего на элемент $И_{14}$ поступает сигнал 0. Поэтому импульс с ячейки m_{1k} через элемент $И_{14}$ не пройдет и на выходе a будет снята комбинация корреляционного кода 10. Так как при нажатии ключа K_{01} с ячейки II_1 снимается сигнал 0, то триггер T_{12} не переключается, сигнал 1 с ячейки m_{2k} проходит на выход элемента $И_{15}$ и на выходе b снимается комбинация корреляционного кода 01. Таким образом, при нажатии ключа K_{01} с обоих выходов снимается комбинация корреляционного кода 0110. Такая комбинация может означать, например, требование диспетчера ПУ, чтобы выбранный КП перешел на режим ТУ. При нажатии ключа K_{11} снимается комбинация 1010 и при нажатии ключа K_{10}— комбинация 1001. Заметим, что триггеры после прохождения импульсов с ячеек контрольных символов должны восстанавливаться в исходное состояние. Это достигается применением одновибраторов или сбросом триггеров с последующих ячеек.

Б л о к п р и е м а о б щ е г о а д р е с а (рис. П.VI). Принятая на КП комбинация адреса КП, закодированная инверсным кодом, после прохождения через фильтры и демодуляторы поступает в форме видеоимпульсов на элементы $И'_1—И'_4$, где они, совпадая с импульсами распределителя, записываются в триггеры $T'_2—T'_5$ и одновременно перебрасывают триггер T'_1. Если число импульсов четное, то на прямом выходе триггера T'_1 записывается сигнал 0, который, инвертируясь в элементе $НЕ'_2$, поступает на элемент $И'_5$ в виде 1. С приходом первого контрольного символа $m_1=1$ он проходит через элементы $И'_5$, $ИЛИ'_2$ и, совпадая с импульсом из ячейки m'_1 распределителя на элементе $И'_7$, записывается в триггер T'_6. Если $m_1=0$, то 0, хотя и инвертируется в элементе $НЕ'_1$ в 1, все же не поступает на элемент $ИЛИ'_2$, так как на элемент $И'_6$ с триггера T'_1 подан сигнал 0. Поэтому в триггер T'_6 записывается 0. По аналогии происходит запись остальных символов m в триггеры $T'_7—T'_9$. Таким образом, если в триггер T'_1 запишется 0, то контрольные

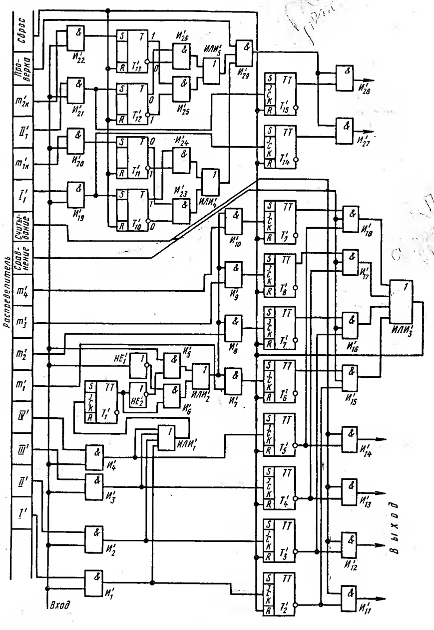


Рис. П.VI. Функциональная схема блока приема общего адреса

символы записываются в триггеры $T'_6 - T'_9$ без инвертирования. Если число информационных символов нечетное, то с триггера T'_1 на элемент $И'_6$ подается 1, а на элемент $И'_5$ через элемент $НЕ'_2$ — 0. Поэтому если пришедший символ $m_1 = 1$, то через элемент $И'_5$ он не проходит, так как на него с элемента $НЕ'_2$ подан 0. Этот символ не проходит и через элемент $И'_6$ (на него уже подана 1 с триггера T'_1), так как элемент $НЕ'_1$ инвертирует его в 0. Поэтому в триггер T'_6 записывается 0. Наоборот, если пришедший символ $m_1 = 0$, то он, будучи инвертирован элементом $НЕ'_1$, проходит через элемент $И'_6$ и записывается в триггер T'_6 в виде 1. Таким образом, если триггер T'_1 находится в состоянии логической 1, то в триггеры $T'_6 - T'_9$ записываются инвертированные контрольные символы; если в триггере T'_1 записывается 0, что свидетельствует о приходе четного числа символов k, то триггеры $T'_6 - T'_9$ фиксируют контрольные символы без изменения, т. е. в обоих случаях триггеры $T'_2 - T'_5$ и $T'_6 - T'_9$ при отсутствии искажений в кодовой комбинации будут записаны одни и те же символы. Далее на элементах $И_{15} - И_{18}$ происходит сравнение символов k с инвертированными символами m (инвертирование достигается снятием символов m с противоположных плеч триггеров) путем подачи импульса с ячейки распределителя «Сравнение». Если искажения в кодовой комбинации не было, то с триггеров на элементы И будут поступать разнородные символы и на выходе элемента $ИЛИ'_3$ всегда будет 0. Поэтому импульс с ячейки распределителя «Считывание» пропустит через элементы $И'_{11} - И'_{14}$ все записанные в триггеры символы на выход. При искажении кодовой комбинации с элементами $ИЛИ'_3$ будет снят хотя бы один импульс, который сотрет записанную в триггеры $T'_2 - T'_5$ информацию. Заметим, что если кодовая комбинация адреса КП состоит из нечетного числа единиц, как это имело место при рассмотрении рис. П.V, то дешифратор инверсного кода может быть значительно упрощен.

Рассмотрим теперь декодирование корреляционного кода, которым передается адрес режима на примере комбинации 1001. Первый информационный символ, совпадая с импульсом с ячейки распределителя I'_1, проходит через элемент $И'_{19}$ и переключит триггеры T'_{10}, T'_{14} в положение, указанное на рис. П.VI. Первый контрольный символ $m = 0$ не изменяет состояние схемы. Второй символ $k = 0$ также не изменяет состояния триггеров T'_{12} и T'_{15}, однако второй контрольный символ 1 переключает триггер T'_{13}. Из положения триггеров $T'_{10} - T'_{13}$ видно, что элементы $И'_{24}$ и $И'_{25}$ находятся под потенциалом, который подается на элемент $И'_{29}$. Если кодовая комбинация пришла неискаженной, т. е. если символ m не равен символу k, благодаря которому он возник, то со схем $ИЛИ'_4$, $ИЛИ'_5$ всегда снимается сигнал 1, импульс с ячейки распределителя «Проверка» проходит через элемент $И'_{29}$ на элементы $И'_{27}$ и $И'_{28}$ и производит считывание информации, записанной в триггеры T'_{14} и T'_{15}. При наличии ошибки в какой-либо паре символов k и m на выходе соответствующего элемента ИЛИ потенциала не будет и элемент $И'_{29}$ не пропустит импульс с распределителя на элементы $И'_{27}$ и $И'_{28}$.

Приложение II

Таблица интеграла вероятностей $V(x)=\frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-z^2/2}dz$

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Множитель
0,0	**5,000**	4,960	4,920	4,880	4,840	4,801	4,761	4,721	4,681	4,641	10^{-1}
0,1	**4,602**	4,562	4,522	4,483	4,443	4,404	4,364	4,325	4,286	4,247	10^{-1}
0,2	**4,207**	**4,168**	4,129	4,090	4,052	4,013	3,974	3,936	3,897	3,859	10^{-1}
0,3	**3,821**	**3,783**	3,745	3,707	3,669	3,632	3,594	3,557	3,520	3,483	10^{-1}
0,4	3,446	3,409	3,372	3,336	3,300	3,264	3,228	3,192	3,156	3,121	10^{-1}
0,5	3,085	3,050	3,015	2,981	2,946	2,912	2,877	2,843	2,810	2,776	10^{-1}
0,6	2,743	2,709	2,676	2,643	2,611	2,578	2,546	2,514	2,483	2,451	10^{-1}
0,7	2,420	2,389	2,358	2,327	2,297	2,266	2,236	2,206	2,177	2,148	10^{-1}
0,8	2,119	2,090	2,061	2,033	2,005	1,977	1,949	1,922	1,894	1,867	10^{-1}
0,9	1,841	1,814	1,788	1,762	1,736	1,711	1,685	1,660	1,635	1,611	10^{-1}
1,0	1,587	1,562	1,539	1,515	1,492	1,469	1,446	1,423	1,401	1,379	10^{-1}
1,1	1,357	1,335	1,314	1,292	1,271	1,251	1,230	1,210	1,190	1,170	10^{-1}
1,2	1,151	1,131	1,112	1,093	1,075	1,056	1,038	1,020	1,003	0,9853	10^{-1}
1,3	9,680	9,510	9,342	9,176	9,012	8,851	8,691	8,534	8,379	8,226	10^{-2}
1,4	8,076	7,927	7,780	7,636	7,493	7,353	7,215	7,078	6,944	6,811	10^{-2}
1,5	6,681	6,552	6,426	6,301	6,178	6,057	5,938	5,821	5,705	5,592	10^{-2}
1,6	5,480	4,370	5,262	5,155	5,050	4,947	4,846	4,746	4,648	4,551	10^{-2}
1,7	4,457	4,363	4,272	4,182	4,093	4,006	3,920	3,836	3,754	3,673	10^{-2}
1,8	3,593	3,515	3,438	3,362	3,288	3,216	3,144	3,074	3,005	2,938	10^{-2}
1,9	2,872	2,807	2,743	2,680	2,619	2,559	2,500	2,442	2,385	2,330	10^{-2}
2,0	2,275	2,222	2,169	2,118	2,068	2,018	1,970	1,923	1,876	1,831	10^{-2}
2,1	1,786	1,743	1,700	1,659	1,618	1,578	1,539	1,500	1,463	1,426	10^{-2}

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Множи-тель
2,2	1,390	1,355	1,321	1,287	1,255	1,222	1,191	1,160	1,130	1,101	10^{-2}
2,3	1,072	1,044	1,017	0,9903	0,9642	0,9387	0,9137	0,8894	0,8656	0,8424	10^{-2}
2,4	8,198	7,976	7,760	7,549	7,344	7,143	6,947	6,756	6,569	6,387	10^{-3}
2,5	6,210	6,037	5,868	5,703	5,543	5,386	5,234	5,085	4,940	4,799	10^{-3}
2,6	4,661	4,527	4,396	4,269	4,145	4,025	3,907	3,793	3,681	3,573	10^{-3}
2,7	3,467	3,364	3,264	3,167	3,072	2,980	2,890	2,803	2,718	2,635	10^{-3}
2,8	2,555	2,477	2,401	2,327	2,256	2,186	2,118	2,052	1,988	1,926	10^{-3}
2,9	1,866	1,807	1,750	1,695	1,641	1,589	1,538	1,489	1,411	1,395	10^{-3}
3,0	1,350	1,306	1,264	1,223	1,183	1,144	1,107	1,070	1,035	1,001	10^{-3}
3,1	9,676	9,354	0,043	8,740	8,447	8,164	7,888	7,622	7,364	7,114	10^{-4}
3,2	6,871	6,637	6,410	6,190	5,976	5,770	5,571	5,377	5,190	5,009	10^{-4}
3,3	4,834	4,665	4,501	4,342	4,189	4,041	3,897	3,758	3,624	3,495	10^{-4}
3,4	3,369	3,248	3,131	3,018	2,909	2,803	2,701	2,602	2,507	2,415	10^{-4}
3,5	2,326	2,241	2,158	2,078	2,001	1,926	1,854	1,785	1,718	1,653	10^{-4}
3,6	1,591	1,531	1,473	1,417	1,363	1,311	1,261	1,213	1,166	1,121	10^{-4}
3,7	1,078	1,036	0,9961	0,9574	0,9201	0,8842	0,8496	0,8162	0,784	0,7532	10^{-4}
3,8	7,235	6,948	6,673	6,407	6,152	5,906	5,669	5,442	5,223	5,012	10^{-5}
3,9	4,810	4,615	4,427	4,247	4,074	3,908	3,747	3,594	3,446	3,304	10^{-5}
4,0	3,167	3,036	2,910	2,789	2,673	2,561	2,454	2,351	2,252	2,157	10^{-5}
4,1	2,066	1,978	1,894	1,814	1,737	1,662	1,591	1,523	1,458	1,395	10^{-5}
4,2	1,335	1,277	1,222	1,168	1,118	1,069	1,022	0,9774	0,9345	0,8934	10^{-5}
4,3	8,540	8,163	7,801	7,455	7,124	6,807	6,503	6,212	5,934	5,668	10^{-6}
4,4	5,413	5,169	4,935	4,712	4,498	4,294	4,098	3,911	3,732	3,561	10^{-6}
4,5	3,398	3,241	3,092	2,949	2,813	2,682	2,558	2,439	2,325	2,216	10^{-6}
4,6	2,112	2,013	1,919	1,828	1,742	1,660	1,581	1,506	1,434	1,366	10^{-6}
4,7	1,301	1,239	1,179	1,123	1,069	1,017	0,9680	0,9211	0,8765	0,8339	10^{-6}
4,8	7,933	7,547	7,178	6,827	6,492	6,173	5,869	5,580	5,304	5,042	10^{-7}

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Множи-тель
4,9	4,792	4,554	4,327	4,111	3,906	3,711	3,525	3,348	3,179	3,019	10^{-7}
5,0	2,866	2,722	2,584	2,452	2,328	2,209	2,096	1,980	1,877	1,790	10^{-7}
5,1	1,698	1,611	1,528	1,449	1,374	1,302	1,235	1,170	1,110	1,052	10^{-7}
5,2	9,964	9,442	8,946	8,476	8,029	7,605	7,203	6,821	6,459	6,116	10^{-8}
5,3	5,790	5,481	5,188	4,911	4,648	4,389	4,161	3,937	3,724	3,523	10^{-8}
5,4	3,332	3,151	2,980	2,818	2,664	2,518	2,381	2,250	2,127	2,010	10^{-8}
5,5	1,899	1,794	1,695	1,601	1,512	1,428	1,349	1,274	1,203	1,135	10^{-8}
5,6	1,072	1,012	0,9548	0,9010	0,8502	0,8022	0,7569	0,7140	0,6735	0,6352	10^{-8}
5,7	5,990	5,649	5,326	5,021	4,734	4,462	4,206	3,964	3,735	3,519	10^{-9}
5,8	3,316	3,124	2,942	2,771	2,610	2,458	2,314	2,179	2,051	1,931	10^{-9}
5,9	1,818	1,711	1,610	1,515	1,425	1,341	1,261	1,186	1,116	1,049	10^{-9}
6,0	9,866	9,276	8,721	8,198	7,706	7,242	6,806	6,395	6,009	5,645	10^{-10}
6,1	5,303	4,982	4,679	4,394	4,126	3,874	3,637	3,414	3,205	3,008	10^{-10}
6,2	2,823	2,649	2,486	2,332	2,188	2,052	1,925	1,805	1,693	1,587	10^{-10}
6,3	1,488	1,395	1,308	1,226	1,149	1,076	1,009	0,9451	0,8854	0,8294	10^{-10}
6,4	7,769	7,276	6,814	6,380	5,974	5,592	5,235	4,900	4,586	4,292	10^{-11}
6,5	4,016	3,757	3,515	3,288	3,076	2,877	2,690	2,516	2,352	2,199	10^{-11}
6,6	2,055	1,922	1,796	1,678	1,568	1,465	1,369	1,279	1,195	1,116	10^{-11}
6,7	1,042	0,9731	0,9086	0,8483	0,7919	0,7392	0,6900	0,6439	0,6009	0,5607	10^{-11}
6,8	5,231	4,880	4,552	4,246	3,960	3,692	3,443	3,210	2,993	2,790	10^{-12}
6,9	2,600	2,423	2,258	2,104	1,960	1,826	1,701	1,585	1,476	1,374	10^{-12}
7,0	1,280	1,192	1,109	1,033	0,9612	0,8946	0,8325	0,7747	0,7208	0,6706	10^{-12}
7,1	6,238	5,802	5,396	5,018	4,666	4,339	4,034	3,750	3,486	3,240	10^{-13}
7,2	3,011	2,798	2,599	2,415	2,243	2,084	1,935	1,797	1,669	1,550	10^{-13}
7,3	1,439	1,336	1,240	1,151	1,068	0,9910	0,9195	0,8531	0,7914	0,7341	10^{-13}
7,4	6,809	6,315	5,856	5,430	5,034	4,667	4,326	4,010	3,716	3,444	10^{-14}
7,5	3,191	2,956	2,739	2,537	2,350	2,176	2,015	1,866	1,728	1,600	10^{-14}

	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	Множитель
7,6	1,481	1,370	1,268	1,174	1,086	1,005	0,9297	0,8600	0,7954	0,7357	10^{-14}
7,7	6,803	6,291	5,816	5,377	4,971	4,595	4,246	3,924	3,626	3,350	10^{-15}
7,8	3,095	2,859	2,641	2,439	2,253	2,080	1,921	1,773	1,637	1,511	10^{-15}
7,9	1,395	1,287	1,188	1,096	1,011	0,9326	0,8602	0,7934	0,7317	0,6747	10^{-15}
8,0	6,221	5,735	5,287	4,874	4,492	4,140	3,815	3,515	3,238	2,983	10^{-16}
8,1	2,748	2,531	2,331	2,146	1,976	1,820	1,675	1,542	1,419	1,306	10^{-16}
8,2	1,202	1,106	1,018	0,9361	0,8611	0,7920	0,7284	0,6698	0,6159	0,5662	10^{-16}
8,3	5,206	4,785	4,398	4,042	3,714	3,443	3,146	2,881	2,646	2,431	10^{-17}
8,4	2,232	2,050	1,882	1,728	1,587	1,457	1,337	1,227	1,126	1,033	10^{-17}
8,5	9,480	8,697	7,978	7,317	6,711	6,154	5,643	5,174	4,744	4,348	10^{-18}
8,6	3,986	3,653	3,348	3,068	2,811	2,575	2,359	2,161	1,978	1,812	10^{-18}
8,7	1,659	1,519	1,391	1,273	1,166	1,067	0,9763	0,8933	0,8174	0,7478	10^{-18}
8,8	6,841	6,257	5,723	5,234	4,786	4,376	4,001	3,657	3,343	3,055	10^{-19}
8,9	2,792	2,552	2,331	2,130	1,946	1,777	1,623	1,483	1,354	1,236	10^{-19}
9,0	1,129	1,030	0,9404	0,8584	0,7834	0,7148	0,6522	0,5951	0,5429	0,4952	10^{-19}
9,1	4,517	4,119	3,756	3,425	3,123	2,847	2,595	2,365	2,155	1,964	10^{-20}
9,2	1,790	1,631	1,486	1,353	1,232	1,122	1,022	0,9307	0,8474	0,7714	10^{-20}
9,3	7,022	6,392	5,817	5,294	4,817	4,382	3,987	3,627	3,299	3,000	10^{-21}
9,4	2,728	2,481	2,255	2,050	1,864	1,694	1,540	1,399	1,271	1,155	10^{-21}
9,5	1,049	0,9533	0,8659	0,7864	0,7142	0,6485	0,5888	0,5345	0,4852	0,4404	10^{-21}
9,6	3,997	3,627	3,292	2,986	2,709	2,458	2,229	2,022	1,834	1,663	10^{-22}
9,7	1,507	1,367	1,239	1,123	1,018	0,9223	0,8358	0,7573	0,6861	0,6215	10^{-22}
9,8	5,629	5,098	4,617	4,181	3,786	3,427	3,102	2,808	2,542	2,300	10^{-23}
9,9	2,081	1,883	1,704	1,541	1,394	1,261	1,140	1,031	0,9323	0,8429	10^{-23}
10,0	7,620										10^{-24}

Список литературы

1. Авдеев Б. Я., Антонюк Е. М., Данилов С. Н. и др. Адаптивные телеизмерительные системы.— Л.: Энергоиздат, 1981.
2. Агаджанов П. А., Горшков В. М., Смирнов Г. Д. Основы радиотелеметрии.— М.: Воениздат, 1971.
3. Бруфман С. С. Цифровые индикаторы.— М.: Энергия, 1964.
4. Букреев И. Н., Мансуров Б. М., Горячев В. И. Микроэлектронные схемы цифровых устройств.— М.: Советское радио, 1973.
5. Гитис Э. И., Пискулов Е. А. Аналого-цифровые преобразователи.— М.: Энергоиздат, 1981.
6. Емельянов Г. А., Шварцман В. О. Передача дискретной информации.— М.: Радио и связь, 1982.
7. Декабрун И. Е., Шавыкин Н. А. Основные направления развития релейноконтактных элементов.— В сб.: Технические средства систем управления и вопросы их надежности.— М.: Наука, 1981.
8. Дивногорцев Г. П., Караченцева Н. Я., Янин В. М. Передача данных в сетях вычислительных центров.— Минск: Наука и техника, 1971.
9. Дмитриев В. Ф., Дризовский Л. М., Созинова Л. Т. Современные системы телемеханики.— М.: ЦНИИТЭИ приборостроения, 1978.
10. Звенигородский И. С. Каналы связи для телемеханики.— М., Госэнергоиздат, 1960.
11. Ильин В. А. Телеуправление и телеизмерение.— М.: Энергоиздат, 1982.
12. Коган В. М., Воителев А. И., Лукьянов Л. М. Системы связи УВМ с объектами управления в АСУ.— М.: Советское радио, 1978.
13. Каган Б. М., Сташин В. В. Микропроцессоры в цифровых системах.— М.: Энергия, 1979.
14. Каневский З. М. Передача сообщений с информационной обратной связью.— М.: Связь, 1969.
15. Катков Ф. А., Дидык Б. С., Стулов В. А. Телемеханика.— Киев: Вища школа, 1974.
16. Колесник В. Д., Мирончиков Е. Т. Декодирование циклических кодов.— М.: Связь, 1968.
17. Лерйер М. И., Рыжевский А. Г., Шляндин В. М. Цифровая индикация.— М.: Энергия, 1970.
18. Лозинский Л. Д. Помехоустойчивая передача информации в АСУ.— Серпухов: МИНХ и ГП, 1973.
19. Макаров В. А. Теоретические основы телемеханики.— Л.: Изд. ЛГУ, 1974.
20. Малиновский С. Т. Сети и системы передачи дискретной информации в АСУ.— М.: Связь, 1979.
21. Малов В. С., Купершмидт Я. А. Телеизмерение.— М.: Энергия, 1975.
22. Микуцкий Г. В., Скитальцев В. С. Высокочастотная связь по линиям электропередачи.— М.: Энергия, 1969.
23. Митюшкин К. Г. Погрешность передачи телеизмерений в многоуровневых системах диспетчерского управления.— Электричество, 1980, № 9.
24. Митюшкин К. Г. Телемеханика в энергосистемах.— М.: Энергия, 1975.
25. Митюшкин К. Г., Вулис А. Л., Горшков С. В. Многоканальное телеизмерительное устройство со сжатием информации.— Авт. свид. № 583466. Бюллетень изобретений, 1977, № 45.

26. Питерсон У., Уэлдон Э. Коды, исправляющие ошибки.— М.: Мир, 1976.
27. Потемкин И. С. Функциональные узлы на потенциальных элементах.— М.: Энергия, 1976.
28. Прангишвили И. В. Микропроцессоры и микро-ЭВМ.— М.: Энергия, 1979.
29. Пшеничников А. М., Портнов М. Л. Телемеханические системы на интегральных микросхемах.— М.: Энергия, 1977.
30. Пшеничников А. М. и др. Управляющие вычислительные телекомплексы для промышленных предприятий, энергосистем и трубопроводного транспорта. Вопросы промышленной кибернетики. Труды ЦНИИКА, вып. 62.— М., Энергия, 1980.
31. Райнес Р. Л., Горяинов О. А. Телеуправление.— М.: Энергия, 1965.
32. Справочник по интегральным микросхемам.— М.: Энергия, 1981.
33. Темников Ф. Е., Афонин В. А., Дмитриев В. И. Теоретические основы информационной техники.— М.: Энергия, 1979.
34. Теория передачи информации. Терминология. АН СССР, Комитет научно-технической терминологии, вып. 94.— М.: Наука, 1979.
35. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника.— М.: Мир, 1982.
36. Тутевич В. Н. Телемеханика.— М.: Энергия, 1973.
37. Устройства телемеханики на элементах третьего поколения для управления объектами трубопроводного транспорта.— М.: ВНИИОЭНГ, 1978.
38. Чугин Ю. П. Помехоустойчивость частотных систем телемеханики.— М.: Энергия, 1966.
39. Шастова Г. А. Кодирование и помехоустойчивость передачи телемеханической информации.— М.: Энергия, 1966.
40. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике.— М.: Изд-во АН СССР, 1963.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Оглавление

Часть первая

Передача телемеханической информации

Часть вторая

Элементы и узлы систем телемеханики

Часть третья

Основные принципы телемеханики

Часть четвертая

Системы телемеханики

Виктор Николаевич Тутевич

Телемеханика

Зав. редакцией Л. А. Романова
Научный редактор Р. Р. Васильев
Редактор издательства Т. И. Артемова
Художественный редактор Т. М. Скворцова
Переплет художника Ю. Д. Федичкина
Технический редактор З. А. Муслимова
Макетирование
технического редактора Э. М. Чижевского
Младшие редакторы И. А. Исаева, Т. В. Шеганова
Корректор Г. И. Кострикова

ИБ № 4400

Изд. № ЭР—347. Сдано в набор 06.08.84. Подп. в печать 04.03.85. Т 05039. Формат $60 \times 90^1/_{16}$. Бум. тип. № 2. Гарнитура литературная. Печать высокая. Объем 26,5 усл. печ. л., 26,5 усл. кр.-отт., 32,18 уч.-изд. л. Тираж 30 000 экз. Зак. № 1536. Цена 1 р. 50 к.

Издательство «Высшая школа», 101430, Москва, ГСП-4, Неглинная ул., д. 29/14.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.